

明治大学大学院理工学研究科

2013年度

博士学位請求論文

永久磁石同期モータドライブシステムの
小型化に関する研究

Study of miniaturization for Permanent Magnet
Synchronous Motor Drive Systems

学位請求者 電気工学専攻

前 川 佐 理

第1章 序論	1
第2章 永久磁石同期モータドライブシステムの構成	6
第3章 電流検出回路の小型化	8
3.1. 永久磁石同期モータの3相電流の検出方式	8
3.2. 3シャント電流検出	8
3.3. 1シャント電流検出	9
3.4. 直流部電流センサを用いた3相電流再現の課題	9
3.5. 対称キャリアPWMを用いた直流部抵抗による 3相電流再現法	12
第4章 磁極位置検出回路の小型化	38
4.1. 磁極位置センサ	38
4.2. 永久磁石同期モータのセンサレス駆動方式と課題	39
4.3. インダクタンス楕円形状の制御による SPMSMの低速センサレス駆動法	40
第5章 永久磁石同期モータの小型化	63

5.1. 可変速運転永久磁石同期モータの課題	6 3
5.2. 可変磁力メモリモータ	6 5
5.3. 分数スロットを用いた集中巻可変磁力モータと 磁化方法の検討	6 5
第6章 EMI フィルタの小型化	8 8
6.1. インバータの EMI 設計	8 8
6.2. 高精度パワーデバイスモデルによる SiC インバータの EMI 解析	8 8
第7章 結論	1 0 3
参考文献	1 0 9
謝辞	1 2 5
業績論文・発表	1 2 7

第1章 序論

永久磁石同期モータ(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)およびドライブシステムは、その高い効率と可変速運転の広さから産業用途・家電用途等様々な製品に用いられている。しかし、近年のパワーエレクトロニクス機器の出力密度向上要求に伴い、ドライブシステムとしての小型化が一段と要望されてきている。

永久磁石同期モータのドライブシステムは、主としてスイッチングによる交流電圧を発生するインバータ回路、モータ電流を検出する電流検出器、モータの磁極位置を検出する位置センサ、これらのセンサからの検出値に基づきインバータを制御する演算器、インバータに駆動されるモータ、そしてインバータのスイッチングによって発生するノイズが外部に漏れだすことを防止する EMI フィルタから構成される。ドライブシステムを小型化するためには、これらの構成要素個々に対して小型化・省略化が可能な技術を適用していく必要がある。

位置センサや電流検出器を省略化し、磁極位置やモータ電流を推定するセンサレス技術に関しては、多くの研究が行われているが、省略化することにより検出精度が低下する問題や、適用範囲・用途が限られる場合がある。

モータを小型化するためには、高効率なモータを設計する必要があるが、可変速運転の範囲が広いドライブ用途では、多くの負荷領域で同時に効率を高く設計することが困難である。低速大トルク領域の効率を重視すれば、高速低トルク領域の効率が低下してしまう。家電用途では洗濯機用モータ、車載用途では HEV の主機モータ等がこのような課題を持っている。

EMI フィルタを小型化するためには、効果的なフィルタ設計が求められるが、ノイズの大きさは、ドライブシステムの構造要因等の影響を多く受けるため、事前予測が困難である。フィルタの小型化のためには発生するノイズが漏れ出しにくいインバータ回路の設計が求められるが、事前設計のための高精度な EMI 解析は困難であった。

以上の問題に対して、本研究は、永久磁石同期モータドライブシステムの小型化に対して、システムを構成する“電流検出器”、“位置センサ”、“モータ”、“EMI フィルタ”の観点から小型化を実現する技術についてまとめたものである。

したがって、本論文の目的は主に 4 つである。

(1) モータの 3 相電流を検出する電流検出器について単一のセンサで 3 相電流を再現する電流再現技術について、電流検出率と騒音の抑制を図ることで、1 電流センサ方式の適用を可能とし、小型化を図る。

(2) 永久磁石の磁極位置を検出する位置センサを代用できるセンサレス技術についてモータ構造に寄らず幅広い適用が可能な技術を開発し、位置センサを省略化することで小型化を図る。

(3) システムに駆動される永久磁石同期モータの高効率化を図り、システムとしての小型化を図る。

(4) EMI を抑制するフィルタの小型化設計のために、高精度な EMI 解析技術を構築する。

本論文は、第 2 章から第 6 章までの本文と、第 1 章の序論、第 7 章の結論から構成される。

第 2 章では、永久磁石同期モータドライブシステムの構成と、各構成要素の主要な機能について述べる。ドライブシステムの電源構成としては様々な形態が考えられるが、本研究では直流入力ドライブシステムを取り上げた。インバータは一般的な 2 レベルインバータに限定し、モータの磁極位置を検出し、電流を制御する電流制御構成を持つ制御構成としている。

第 3 章では、永久磁石同期モータの 3 相電流検出方式について論じている。まず、モータの 3 相電流検出のための各方式について述べる。そして、その中で小型化に有効な直流部に設けた単一の電流センサで 3 相電流を再現する方式（1 シャント方式）について述べ、従来の手法とその課題、具体的には電流リップルによるモータ騒音が悪化する問題について論じる。

そして、これらの問題に対し、騒音を低減するのに有効な PWM 生成方法について PWM の発生方法・原理について述べ、提案手法および従来の PWM 生成法がモータの 3 相電流再現率と騒音の増加にどのように影響を与えるかを定量的に論じる。最後に、モータおよびインバータの実システムを用いてこれらの効果について検証する。

そして、提案手法を用いることで、従来の電流検出用 PWM に比べて騒音を 10dB 低減しながら変調率 0～70% 程度まで電流検出率を 100% とできることを示す。これにより、騒音を重視する用途においても小型化に有効な直流部電流検出方式を採用できることを述べる。

第 4 章では、永久磁石同期モータの磁極位置検出方式について論じている。まず、永久磁石同期モータの制御において必須となる磁極位置センサの概要について論じる。そして、磁極位置センサの代用としてのセンサレス駆動技術の方式とその適用範囲についてメリット・デメリットを論じる。特にデメリットとなるモータの突極構造による磁氣的突極性の違いによりセンサレス駆動ができない問題について述べ、これを解決するためのインダクタンス楕円の形状を制御するセンサレス駆動方法について述べる。まず、磁極位置推定のロジックを論じ、磁氣的突極性が低い場合の問題について実機結果を示しながら示す。そして、インバータへの正の d 軸電流通電によってモータの突極性が制御できることを実機結果を示しながら説明し、これに基づく磁極位置推定方法を論じる。

最後に、提案法により突極性が 1.03 である表面磁石型永久磁石同期モータにおいて、従来困難であったゼロ速度を含む低速運転において定格負荷領域まで最大推定誤差 $\pm 15[\text{deg}]$ 程度で駆動できることを実験にて示す。これらの結果により、多種多様なモータに対してもセンサレス運転が可能となることから、磁極位置センサを廃し、ドライブシステムを小型化できることを述べる。

第 5 章では、ドライブシステムに駆動される永久磁石同期モータについて論じている。永久磁石同期モータのサイズは、一般に出力により決定されるが、高い効率を持つモータは冷却性能と合わせ、小型化が可能である。このため、本章では、従来の永久磁石同期モータよりも高効率を実現できる可変磁力メモリモータについて論じる。まず、可変速運転される場合の従来の永久磁石同期モータの課題について論じ、これに対し磁石磁束を動的に可変できる可変磁力メモリモータの基本特性について論じる。また、動的な磁束可変のために与える磁化電流の大きさが従来の可変磁力メモリモータの課題である点を述べる。そして、この課題に対し提案する集中巻の分数スロットを用いた可変磁力メモリモータが磁化電流の低減に有効であることを、磁界解析、実験を通して検証する。さらに、分数スロット構造としたことにより磁化電流の通電を複数回に分割し、通電する必要があることを論じる。

最後に、実験における検証結果を述べる。低速大トルク領域に対して高速低トルク領域において、20%磁石磁束を減少させることにより弱め界磁電流が減少し、5~10%効率が改善することを示す。以上により高効率なドライブシステムを実現することにより小型化を実現することができることを述べる。

第 6 章では、永久磁石モータドライブシステムに必須となる EMI フィルタについて論じる。EMI フィルタの目的は、ドライブシステムのスイッチング回路が行う高速なスイッチングによって発生する高周波のノイズがシステム外部

へ流出することを防止することである。ノイズの規制値は、ドライブシステムの用途、出力定格によって異なるが、EMI フィルタの体積はドライブシステムの体積に対して大きな割合を占める。このため、効果的な EMI 設計を行い、最小限のサイズで EMI の抑制効果を得られることが望ましい。しかし、従来の EMI 設計はケースバイケース、試作後に試行錯誤的に行われることが多かった。これに対し、本研究では、効果的な EMI 設計を行うために、ドライブシステムで発生する EMI を高精度に推定する技術について論じる。特に、SiC を用いたインバータではスイッチング速度が速く、これらスイッチングデバイスのモデリングが EMI 推定精度に大きな影響を及ぼすことを示す。そして、提案する高精度な SiC デバイスを含むインバータのモデリング手法によりノイズ規制値 CISPR11 クラス A の周波数範囲(150kHz~30MHz)において±10dB の精度で EMI を推定できることを示す。これらの EMI 推定技術を用いて EMI フィルタを設計することで最小限の体積で効果的なフィルタが設計できることを述べる。

第2章 永久磁石同期モータドライブシステムの構成

Fig.2.1 に永久磁石同期モータドライブシステムの構成を示す。電源は直流電源を想定し、インバータ回路により、3相の交流電圧を永久磁石同期モータに印加する。

永久磁石同期モータは、インバータ回路のスイッチングによる交流電圧により駆動され、トルクを出力する。構成は、回転子に永久磁石を用いており、固定子側に励磁電流を流すことによりトルクを発生させる。

インバータ回路は、直流電圧をスイッチングし、3相の交流電圧を生成する。永久磁石同期モータに流れた電流は電流検出回路により検出され、コントローラである演算器に入力される。

同様に永久磁石同期モータの固定子に対する回転子の磁極位置および回転子速度を位置・速度センサにより検出し、演算器へ入力する。

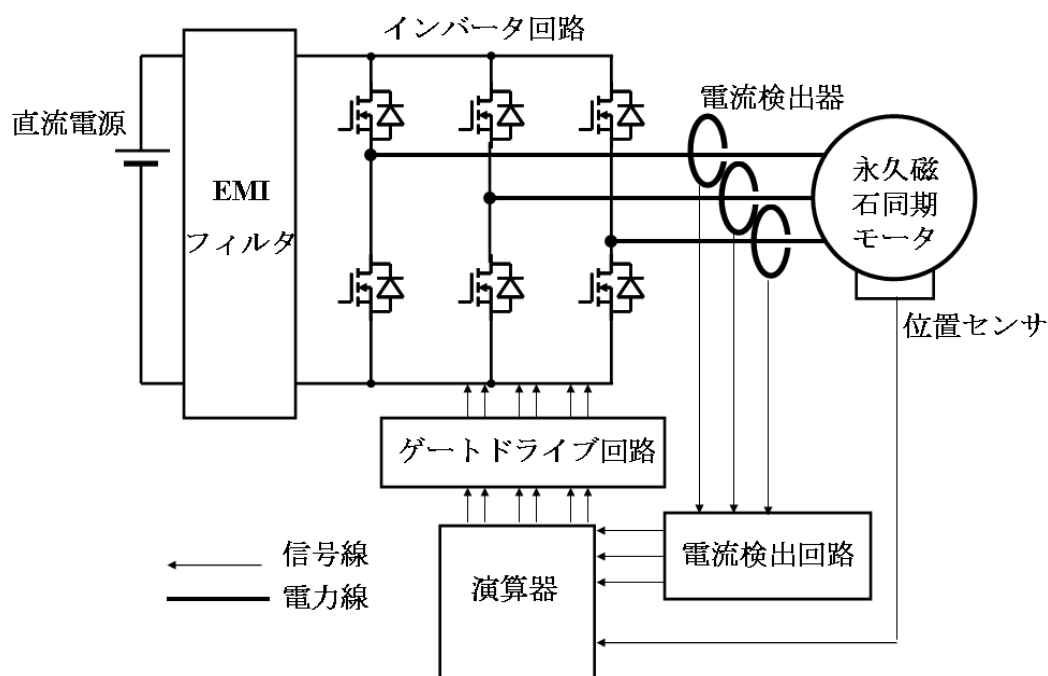


図 2.1 永久磁石同期モータドライブシステムの構成

Fig. 2.1. Configuration of PMSM drive system.

演算器は、得られた電流と回転子位置から所望のトルクが得られるような通電信号を出力する。

EMI フィルタは、インバータ回路のスイッチングにより発生する高周波のノイズがドライブシステムの外部，ここでは直流電源側へ流出するのを防ぐために設置される。一般的には，ノーマルモードのリアクトル，コモンモードチョークコイル，そしてコンデンサから構成される。

第3章 電流検出回路の小型化

3.1. 永久磁石同期モータの3相電流の検出方式

インバータには、ベクトル制御による電流制御を行うため、モータ電流を検出する電流センサが設置されている。

電流センサは様々な種類があるが、大きく分けると通電ラインに非接触で磁氣的に検知するホール方式と、モータ電流通電ラインに抵抗を設置し、抵抗の端子電圧から電流を読み取るシャント抵抗方式に分けられる。

インバータからモータへ接続される3相ラインに2個ないし3個の電流センサを設置する。また、シャント抵抗を用いてモータに流れる電流を検出する場合、検出方法により設置場所が異なる。

3.2. 3 シャント電流検出

永久磁石同期モータの3相電流をシャント抵抗で検出する場合、Fig.3.1 のよ

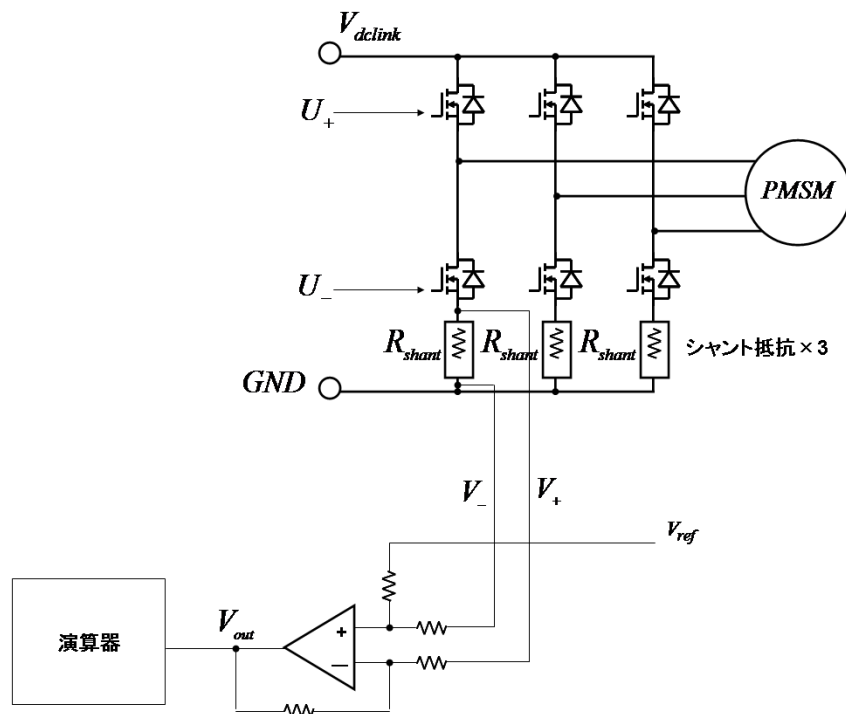


図 3.1 3 シャント電流検出の構成

Fig. 3.1. Configuration of tri-phase shant for current detection.

うに下側スイッチング素子と GND 間にシャント抵抗を設置する方式が多く用いられる。またシャント抵抗の端子電圧が微小信号であるためオペアンプで構成される差動増幅器にて増幅され、演算器に入力される。

3.3. 1 シャント電流検出

永久磁石同期モータは 3 相であるため、電流検出に必要なセンサも基本的に 3 つ必要となる。しかし、電流センサや、周辺回路のコスト、基板面積の削減要望から、一つの電流センサ（シャント抵抗）にて、3 相のモータ電流を検出する技術が研究されている。Fig.3.2 は、下側 1 シャント型の電流検出構成を示している。インバータブリッジの下側スイッチング素子 3 つと GND 間にシャント抵抗を設置している（以下、1 シャントと表記）。

3.4. 直流部電流センサを用いた 3 相電流再現の課題

1 シャント電流検出法においては、各相のデューティ状態によって電流検出が

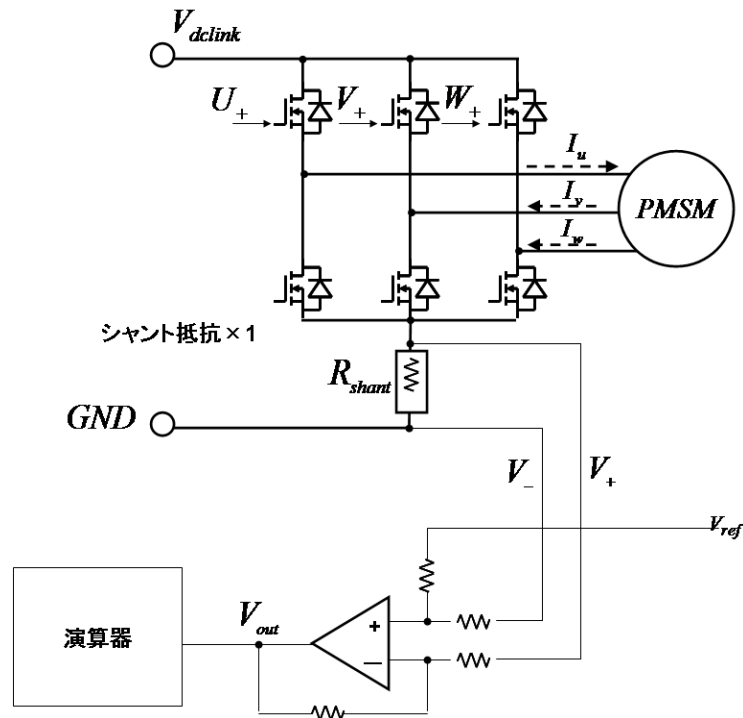


図 3.2. 1 シャント電流検出の構成

Fig. 3.2. Configuration of 1-phase shant for current detection.

できなくなる場合がある。電流検出に必要な最小パルス幅を $X\%$ とすると、電流を検出するためには次の 2 条件を満たす必要がある。

①表 2.1 で示すいずれかの状態が $X\%$ 以上発生する

②①が電流検出周期中（PWM 1 周期）に 2 種類（2 種の電流）発生する

表 2.1. PWM パターンと検出電流

TABLE. 2.1. PWM pattern and detection current.

スイッチング パターン	U相上側	V相上側	W相上側	1シャントに 流れるモータ電流
0	OFF	OFF	OFF	ゼロ
1	ON	OFF	OFF	I_u
2	ON	ON	OFF	$-I_w$
3	OFF	ON	OFF	I_v
4	OFF	ON	ON	$-I_u$
5	OFF	OFF	ON	I_w
6	ON	OFF	ON	$-I_v$
7	ON	ON	ON	ゼロ

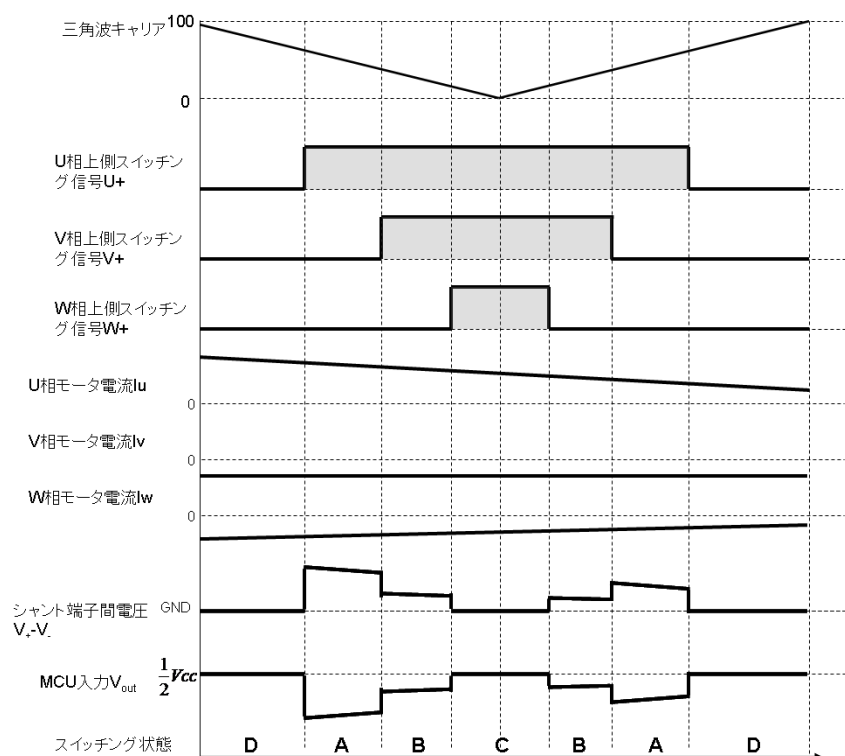


図 3.3 PWM 信号と 1 シャント電圧，検出信号

Fig. 3.3. Tri-phase PWM, voltage of 1-shant and detected signal.

Fig.3.3 で示す PWM パターンの場合は、状態 A, B が X%以上継続する（条件①）。状態 A および B または他のパターンが発生する（条件②）ことが必要である。状態 A または B いずれかの発生では、1 相しか検出できないため、3 相電流の検出はできない。

Fig.3.4 は、3 相デューティ指令値を示している（電圧指令値が大きいとき）。

このとき、各相のデューティ指令値の差が少ない 6 箇所において、②の条件が発生せず電流検出はできない。例えば図中①付近では、U,V 相のパルス幅がほぼ同じ長さとなるため、PWM 1 周期中に 2 相以上の電流が検出できない。

Fig.3.4 は、3 相変調のデューティ指令値を例示したが、2 相変調においても同様に電流検出不可期間が存在する。

Fig.3.5 は、空間ベクトル図において各相のスイッチング状態を表した場合の 1 シャント電流検出不可期間を表している。ゼロベクトルを除く 6 つの電圧ベクトル周辺領域と電圧指令値が小さい中心付近が電流検出不可期間となる。

また、直流部からの 3 相電流再現に対して、様々な手法が研究されている^{(1)~(17)}。これらは、可能な限り広い変調率の範囲でモータ電流を検出できるように

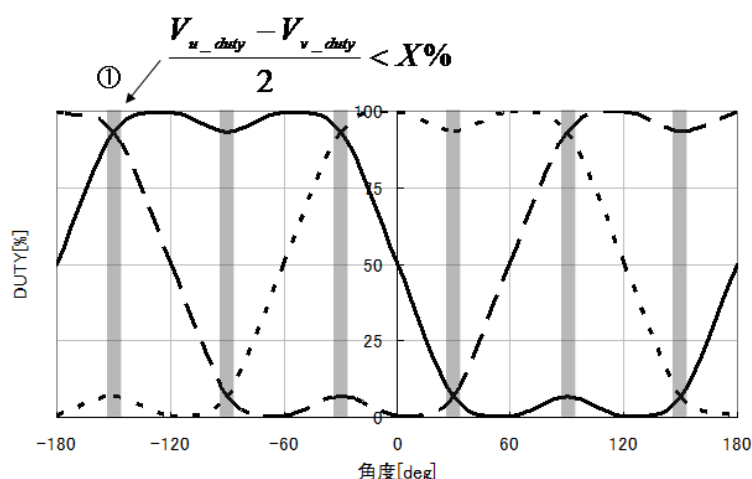


図 3.4 PWM 信号と 1 シャント電圧，検出信号

Fig. 3.4. Tri-phase PWM , voltage of 1-shant and detected signal.

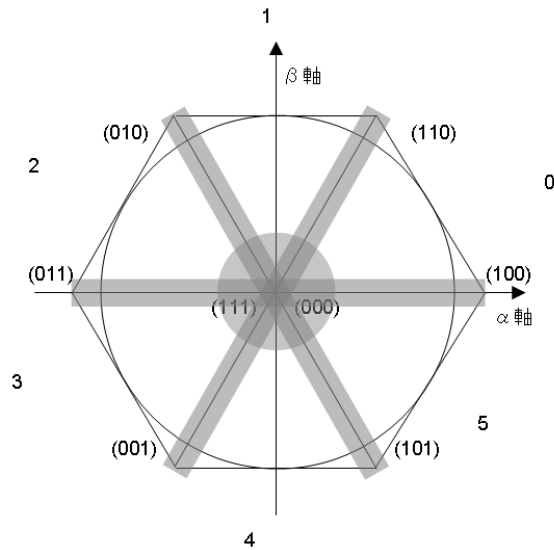


図 3.5 空間ベクトル図

Fig. 3.5. Space vector.

工夫されているが、電流検出率を向上させるために **PWM** の発生方法を変化させると、一般的な三角波比較法による **PWM** に比べモータ電流のキャリア周波数成分の増加や電気角周波数の n 次成分の歪みの発生により、騒音が悪化してしまう^{(1)~(5)}。

3.5. 対称キャリア **PWM** を用いた直流部抵抗による 3 相電流再現法

3.5.1 概要

本研究では、従来問題であったモータ電流歪みの原因が電流検出のために行う **PWM** 発生基準位置の変更によるものであることを理論的に説明し、以下の (1) ~ (3) の特徴を持つ電流検出方式を提案し、(4), (5) の有用性が得られることをシミュレーションおよび実機で示す。

(1) 1 相は三角波比較, 1 相は上昇鋸波比較, 1 相は下降鋸波比較による **PWM** 生成

(2) 電流検出タイミングを固定化

(3) 検出する電流相も固定化

- (4) 電気角 n 次周波数成分の電流歪みが全く発生しない
- (5) 零変調率～高変調率（2 相が同じパルス幅の場合を含む）まで電流検出率を 100%にできる

3.5.2 提案構成

3.5.2.1. 制御構成

Fig.3.6 に直流部の電流センサから 3 相電流を再現し、電流制御を行う構成を示す。電流制御の結果得られる dq 軸の電圧指令値は、2 相→3 相変換され 3 相の電圧指令値となる。3 相の電圧指令値は、直流リンク電圧に対する各相のパルス幅 D_u, D_v, D_w を生成し、PWM 生成部にて各相パルスに変換される。一方、直流部の電流センサから検出した直流電流は、規定されるタイミングでサンプルされた後、3 相電流再現部にて 3 相の電流に変換され、3 相 2 相変換部にて dq 軸の電流に変換される。

以下で説明する各 PWM 手法は、PWM 生成部と 3 相電流再現部の構成がそれぞれ

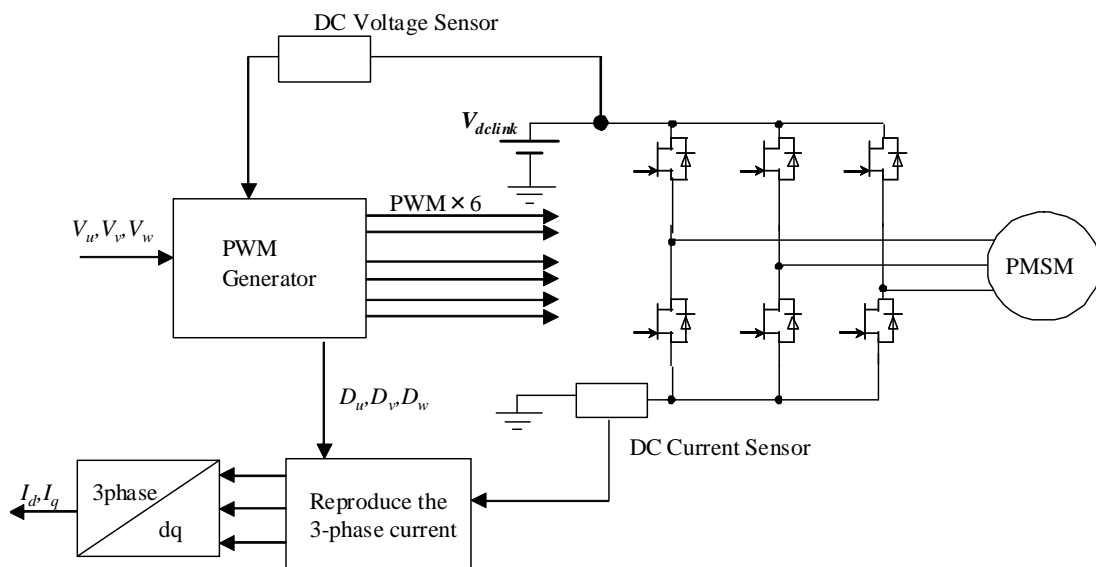


図 3.6 制御構成

Fig. 3.6. Control configuration

れ異なる。

3.5.2.2. 提案法 1 (3 相変調用 PWM)

Fig.3.7 に提案法 1 の 3 相 PWM を示す。提案法 1 では、1 相の PWM は、一般三角波比較と同様にキャリアの谷から両側へ変調率に応じて発生させる。そして残りの 2 相の PWM を、三角波谷を始点とし、両側へ発生させる。図中の V 相のようにパルスのデューティが 50%を超えた場合は逆側から発生させ、連続させる（本論文におけるデューティとはパルス幅のオン割合と定義する）。このときの 3 相の発生基準位置は、常に固定である。すなわち、従来手法において、

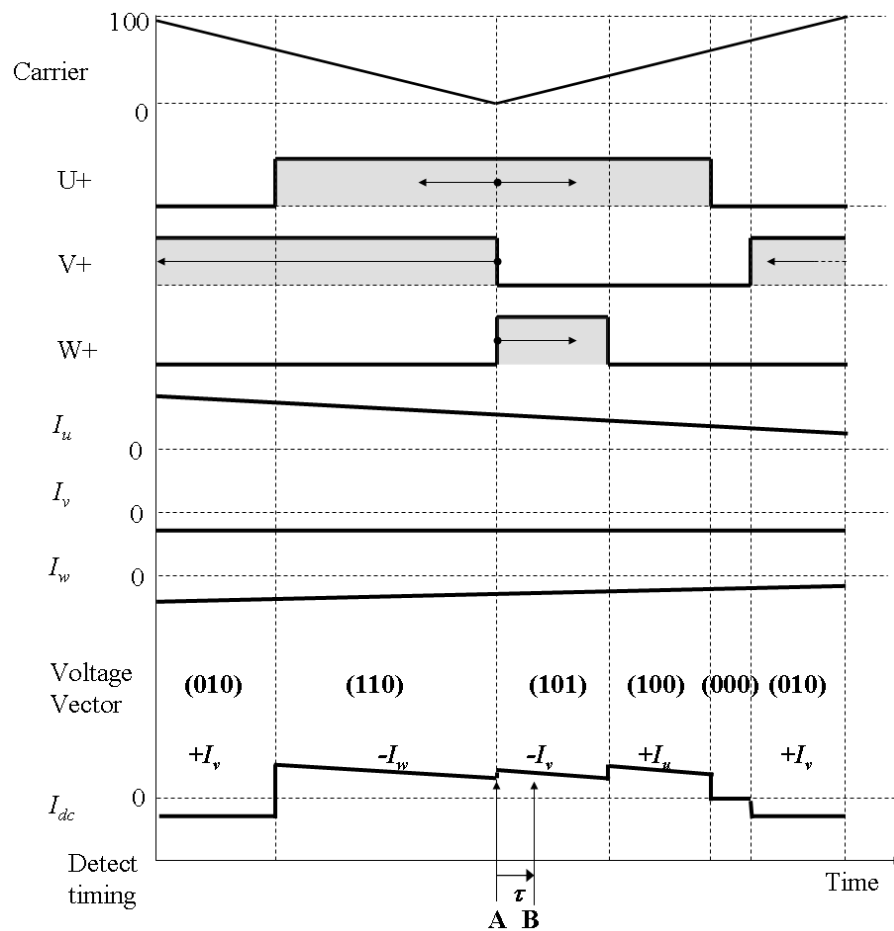


図 3.7 提案法 1 (3 相変調用 PWM)

Fig. 3.7. PWM of the proposed method 1

各相のデューティにおける最大・中間・最小の関係によって PWM の発生方法を切り替えていたのに対し、提案法 1 では完全に固定する。

後述する提案法 2,3 を含め本論文で扱う PWM は全て U,V,W のパルスの発生位置が左、右、中央配置と対称的になるため本論文の提案法を総じて” 対称キャリア PWM 法” と呼ぶこととする。このような PWM の発生方法が本論文の提案法 1〜3 共通の特徴である。

このような PWM を生成する方法について具体的に 2 種類の方法にて説明する。第 1 の方法は、Fig.3.8 に示すように 3 相で個別のキャリアを設定する。例えば、U 相は三角波キャリア、V 相は上昇鋸波、W 相は下降鋸波というように、各相のパルスが対称となるような 3 つのキャリアを用いる。この場合、キャリアと比較する各相のパルス幅を示すデューティは、3 相電圧指令値に基づく一般的な方法で設定して良い。

第 2 の方法は、キャリアは単一の三角波キャリアとし、以下の 2 つの値を三

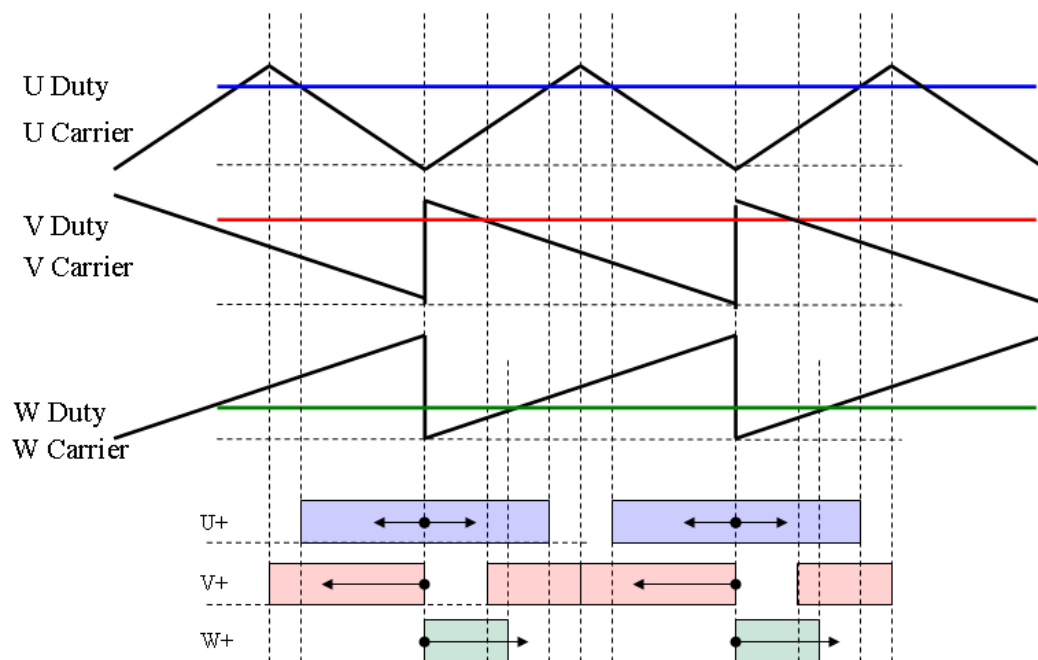


図 3.8 対称キャリアを用いた PWM 生成
Fig. 3.8. PWM generation using the symmetric carrier

角波の山と谷において適宜切り替えることで実現する。

(I)デューティとキャリアの大小を比較し、どちらが大きい場合にハイパルスを出力するかを決定する” 極性”

(II)キャリアと比較する” デューティの設定値”

Fig.3.9 は、単一のキャリアに対して、各相のデューティをどのように比較す

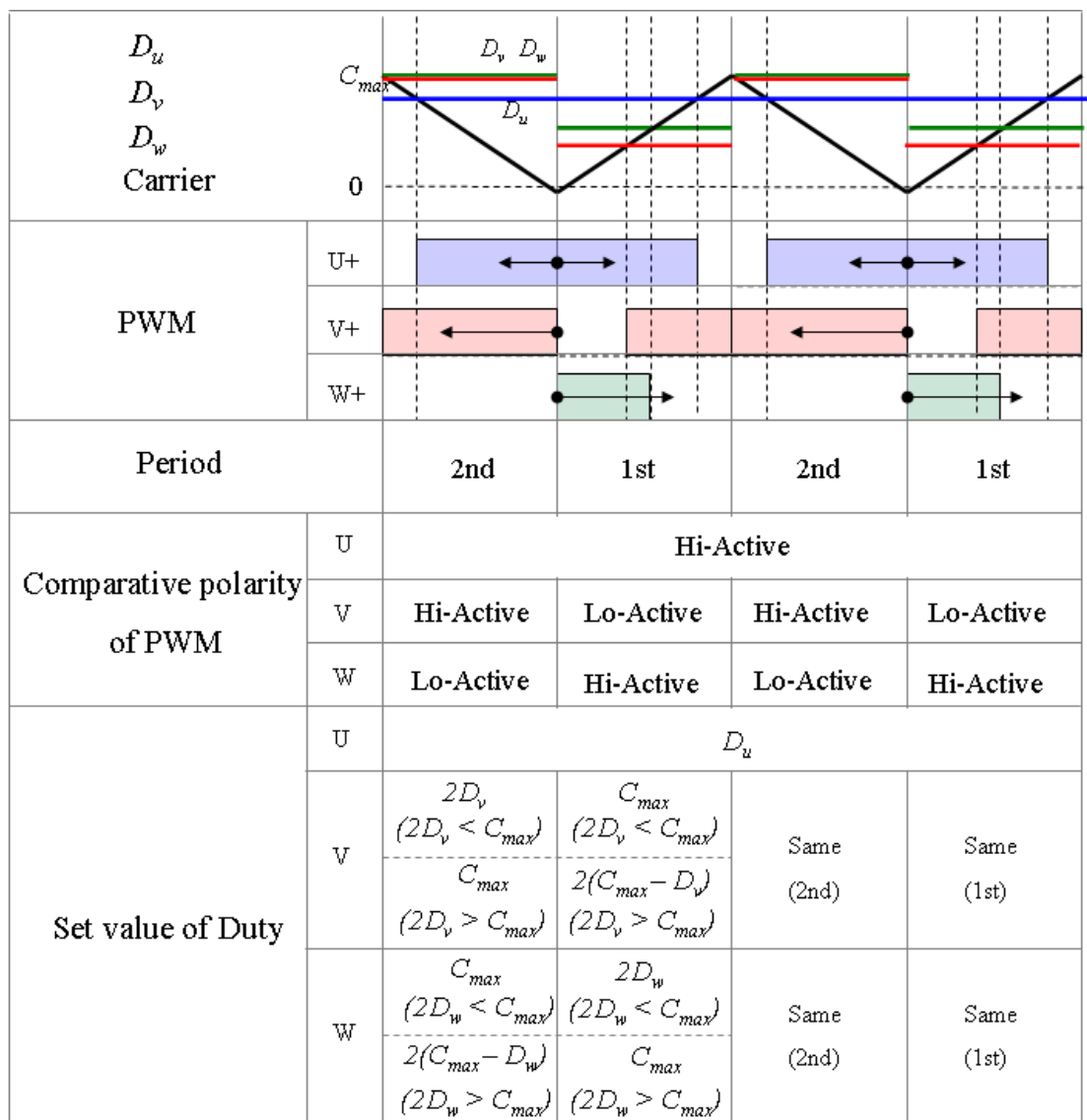


図 3.9 単相三角波キャリアによる対称キャリア PWM の生成

Fig. 3.9. Generation of the symmetrical carrier PWM
by a single phase carrier.

ることで各相 PWM を生成するかを示している。Fig.4 において、三角波キャリアが増加する期間を第 1 期間、減少する期間を第 2 期間とする。

まず上記の(I)であるが、U 相は、期間によらず U 相デューティが三角波キャリアより大きい場合、PWM をハイに出力する(Hi-Active)。V 相は、第 1 期間はデューティが三角波キャリアよりも小さい場合に PWM をハイに出力し(Lo-Active)、第 2 期間はデューティが三角波キャリアよりも大きい場合に PWM をハイに出力する(Hi-Active)。W 相は、第 1 期間はデューティが三角波キャリアよりも大きい場合に PWM をハイに出力し(Hi-Active)、第 2 期間はデューティが三角波キャリアよりも小さい場合に PWM をハイに出力する(Lo-Active)。

次に、(II)三角波キャリアと比較する各相のデューティの設定値について説明する。中央に配置する U 相についてはデューティをそのまま比較する。三角波谷の左側に配置する V 相は、デューティの 2 倍値が三角波キャリアの最大値よりも小さい場合は、第 1 期間の比較値をキャリア最大値に設定すると共に、第 2 期間の比較値をデューティの 2 倍値に設定する。一方、前述の 2 倍値がキャリア最大値よりも大きい場合は、第 1 期間の比較値をキャリア最大値の 2 倍から前述の 2 倍値を減じた値に設定すると共に、第 2 期間の比較値をキャリア最大値に設定する。三角波谷の右側に配置する W 相は、V 相と同様の設定ルールであるが第 1 と第 2 期間を入れ替える。例示した Fig.4 では、 $2D_v > C_{max}$ 、 $2D_w < C_{max}$ の場合を示している。

各相間のデューティの大小関係によらず、上記(I)(II)は固定である。以上の処理で単相三角波キャリアでも提案する対称キャリア PWM が生成できる。

次に直流電流センサから得られた電流から 3 相の交流電流を再現する方法を説明する。提案する対称キャリア PWM では、三角波谷付近で 2 つの電圧ベクトルが常に存在する区間が表れる。Fig.2 において、提案する 3 相 PWM と直流電流、および電流のサンプルタイミングを示しており、三角波谷付近の A,B 点では、スイッチング遅れ等の無い理想条件では U 相 PWM が 0%以上、V,W 相 PWM

が 100%未満の条件において電圧ベクトル(110), (101)が必ず発生する。これは、各相のデューティの大小関係が入れ替わっても同様である。この 2 つの異なる電圧ベクトルが発生する区間において直流電流をサンプルすることで、A 点では W 相、B 点では V 相の電流を再現することができる。U 相電流は 3 相電流の総和がゼロであることから、演算にて求める。

ここで、具体的な A,B 点のタイミングであるが A 点は、V 相のパルス幅が終了するポイントで良い。B 点については、図中に示すようにキャリアの谷から τ 時間遅れた点に設定する。この理由は、実際に直流部に流れる電流は、各相の PWM と同時には変化しないからである。Fig.3.10 に実機における一般三角波比較法で生成した 3 相 PWM と検出した直流電流波形を示す。PWM の変化から直流電流が変化するまでにはデッドタイムの影響、ゲート回路および主回路スイッチングの遅れ、さらには電流検出回路の遅れが含まれ遅延している。また、スイッチングに起因するサージやノイズによって検出した電流値にノイズが重畳しており、スイッチングからある程度の時間が経過しリングングが収まったタイミングでサンプルしなければ電流検出誤差を発生させる原因となる。この検出に要する遅れおよび待ち時間が τ である。デッドタイム T_d と、スイッチング時間 T_r 、リングング待ち時間を T_{wait} 、さらに AD 変換器のサンプルホールド時間を T_{samp} とすると、 τ は次式で表される。



図 3.10 PWM と直流電流の実験結果

Fig. 3.10. Experimental results and the DC current PWM

$$\tau = T_d + T_r + T_{wait} + T_{samp} \dots\dots\dots (3-1)$$

(1)式の τ を以後直流電流からの電流再現における最小検出幅と呼ぶ。 τ が同じであつても PWM 周期が長い場合、 τ の影響は相対的に小さくなる。一方、PWM 周期が短い場合は、 τ の影響が大きく後述する電流検出率に大きな影響を与える。

3.5.2.3. 提案法 2（零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM）

前節で述べた提案法 1 は、一般的な三角波比較による 3 相変調 PWM の各相のパルス幅の位相のみをシフトした構成と考えることもできる。しかし、電流検出タイミング A,B を三角波谷および τ 時間離れた点とした場合、次の制約があれ

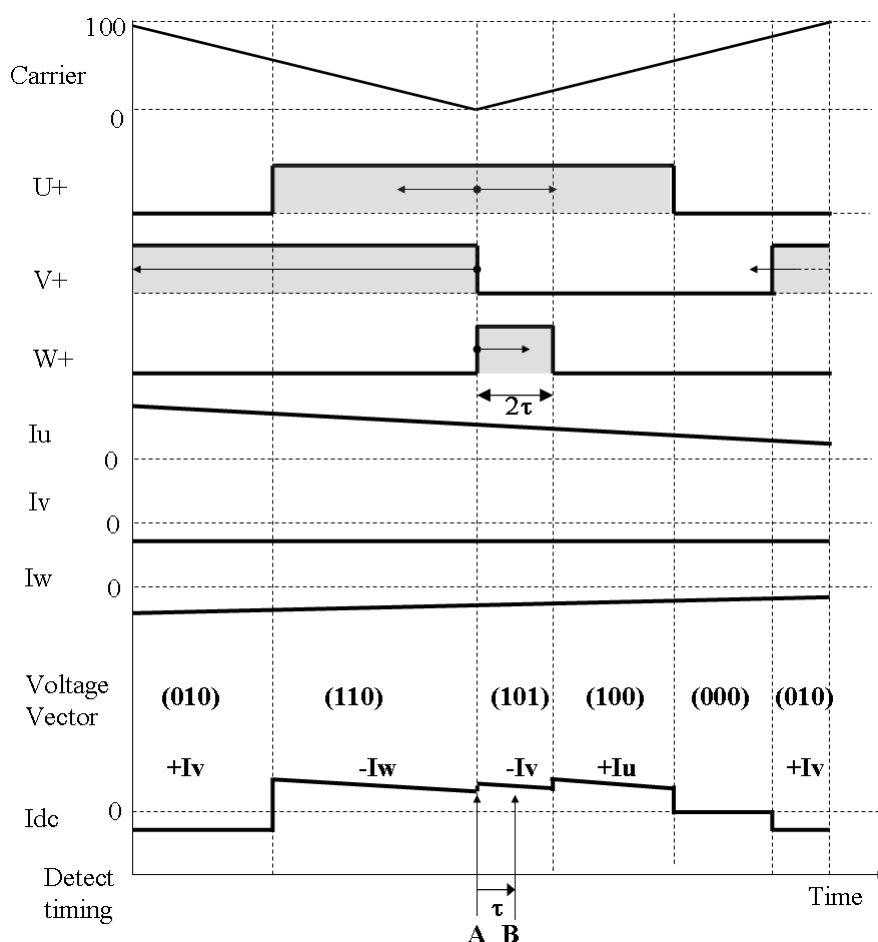


図 3.11 零電圧ベクトルによる補正
Fig. 3.11. Corrected by the zero voltage vector

ば電流検出は可能である。

$$\min(D_u, D_v, D_w) \times \frac{T_{pwm}}{100} > 2\tau \dots\dots\dots (3-2)$$

D_u, D_v, D_w は各相のパルス幅を表す割合， T_{pwm} は PWM 周期である。右辺が 2τ であるのは中央配置とする相を考慮しているからである。ここで(2)式を満たす範囲で零電圧ベクトル(000)の期間を調整する。具体的には次式の演算で各相のデューティを調整する。

$$D_u = D_u - \left\{ \min(D_u, D_v, D_w) - 2\tau \times \frac{100}{T_{pwm}} \right\} \dots\dots\dots (3-3)$$

$$D_v = D_v - \left\{ \min(D_u, D_v, D_w) - 2\tau \times \frac{100}{T_{pwm}} \right\} \dots\dots\dots (3-4)$$

$$D_w = D_w - \left\{ \min(D_u, D_v, D_w) - 2\tau \times \frac{100}{T_{pwm}} \right\} \dots\dots\dots (3-5)$$

この演算では，各相の線間デューティは変わらないため，インバータの出力電圧は変化しない。これに対して，零電圧ベクトルの期間が増えると，各相の電流リップルが減少するため，相電流に含まれるキャリア周波数成分の高調波が減少する。この作用については後述する。Fig.6 に提案法 2（零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM）による PWM を示しており，最小デューティである W 相が 2τ となるように Fig.2 と比べて各相のパルス幅を一律で減少させている。

3.5.2.4. 提案法 3（2 相変調用 PWM）

Fig.3.12 に提案法 1 を 2 相変調に適用した構成を示す。各相の配置を固定する点は同様である。一方，図中 A，B 点で検出する直流電流を 3 相電流へ振り分ける処理は固定でなく，各相のデューティの大きさによって可変となる。Fig.3.12(a)は，W 相のデューティが 0 である場合であり，A 点検出電流→W 相電流，B 点検出電流→U 相電流であるが，Fig.3.12(b)は，U 相のデューティが 0 である場合であり，A 点検出電流→V 相電流，B 点検出電流→W 相電流となる。このため，検出した直流電流値から各相電流を再現する際に，デューティの情報が必要となる。

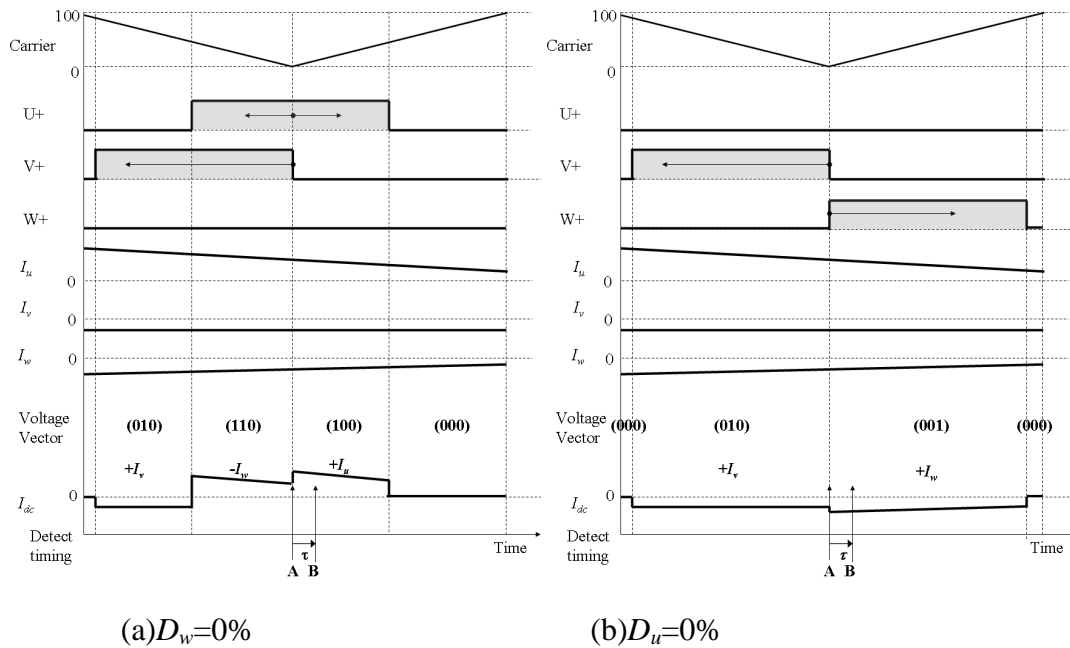


図 3.12 提案する 2 相変調用 PWM

Fig. 3.12. The proposed two-phase PWM modulation

3.5.3. 変調率に対する電流検出率の比較

3.5.3.1. 変調率による電流検出の制限

直流母線電流が流れるためには、零電圧ベクトル以外の電圧ベクトルが発生している必要がある。そして、各電圧ベクトルの大きさは、変調率と電気角によって変わる。このため、直流電流からの 3 相電流再現法においては、変調率に対する電流検出の制限が少ないほど優れた手法となる。

3.5.3.2. 変調率に対する電流検出率比較

一般的な三角波比較法および提案法において変調率に対する電流検出率を比較する。なお、変調率 α は、次式で示すようにインバータの直流リンク電圧 V_{dclink} に対するインバータ線間電圧のピーク値 V_{uv_peak} とした。

$$\alpha = \frac{V_{uv_peak}}{V_{dclink}} \times 100 \dots\dots\dots (6)$$

また、電流検出率は、電気角 1 周期中における電流検出ができる期間の割合とした。

Fig.3.13 は、キャリア周波数を 10kHz、2 章で述べた最小検出幅 τ を 10 μ s とした場合の各方式の変調率に対する電流検出率の比較を示している。一般的な三角波比較法では、電圧ベクトルが小さい低変調率において電流検出ができないが、高変調率に依り検出率が増加する。Fig.3.14 に示す空間ベクトル図のエリア A で示す部分は、一般三角波比較法において低変調率で検出できない領域となる。高変調率になるにつれ検出領域が増加するが、零電圧ベクトルを除く 6 つの電圧ベクトルうち 2 つベクトルの継続時間の差が τ 以下となる 6 か所のエリア B では電流検出ができないため、電流検出率が 100% となることはない。

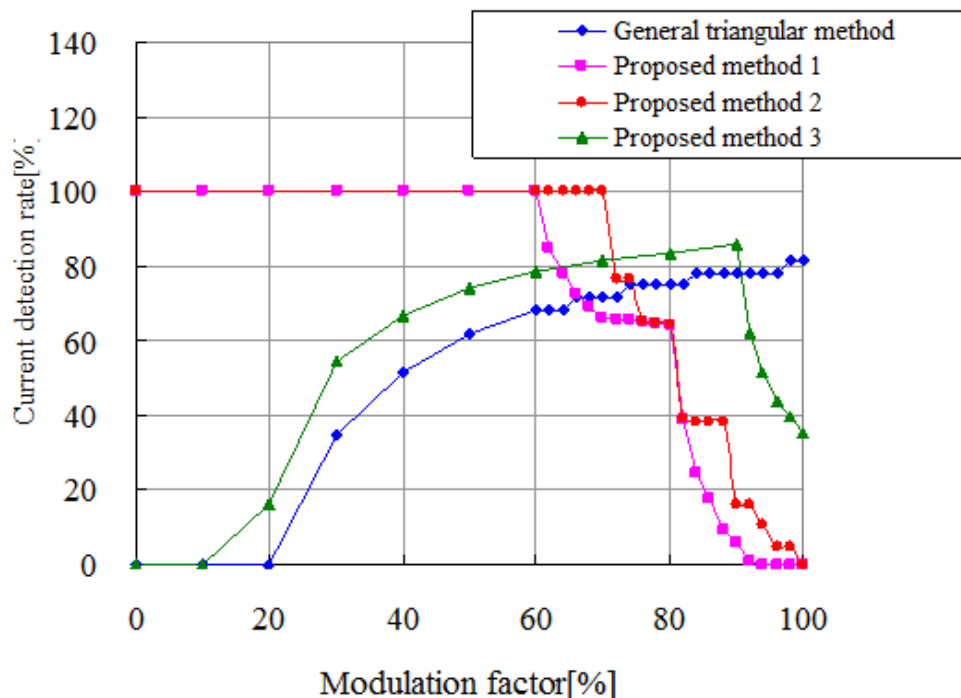


図 3.13 変調率に対する電流検出率の比較

Fig. 3.13. Comparison of detection rate for the current modulation factor

提案法 1（3 相変調用 PWM）は、低変調率で検出率が高いが、変調率 60%以降は検出率が低下する。この理由は、Fig.10(a)に示すように 3 相変調時の各相のデューティが 50%を中心に正負に对称であることである。Fig.10 は、変調率 70%，

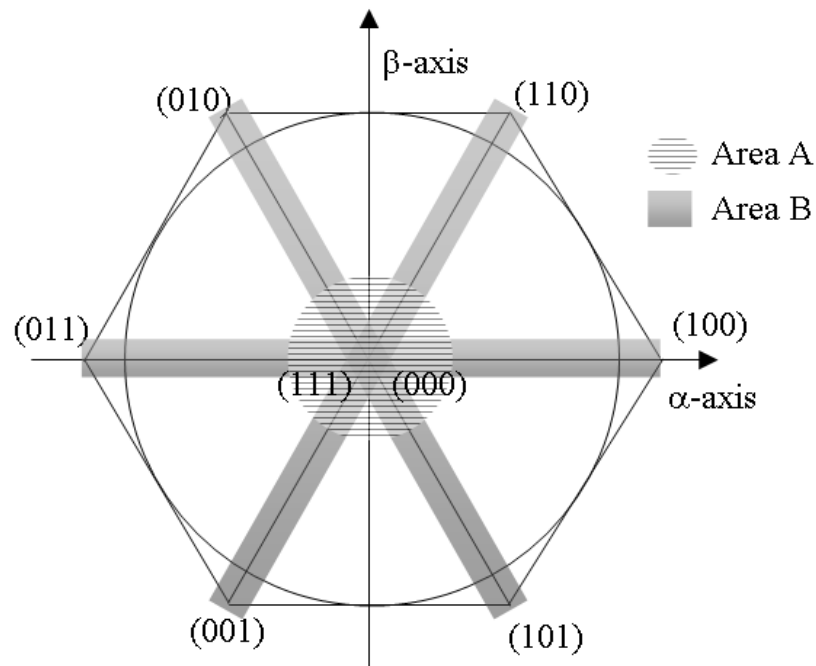
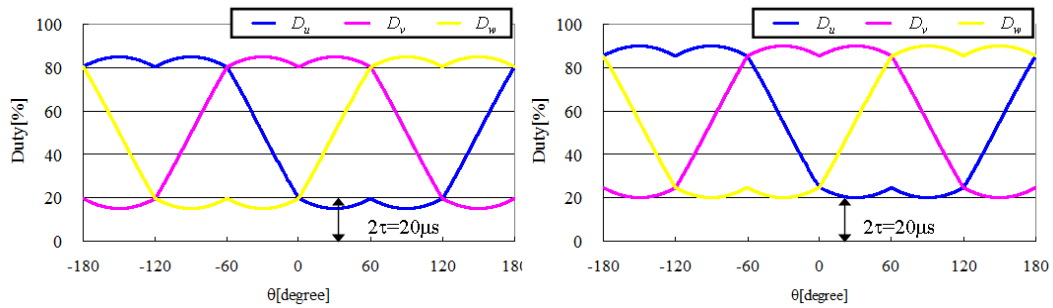


図 3.14 空間ベクトル図

Fig. 3.14. Space vector

キャリア周波数 10kHz の条件であるが、V 相のパルス幅は最大で 80%(80 μ s)である。このとき、U 相のパルス幅は最小で 20%(20 μ s)となる。電流検出の可否は、式(2)で示した通りであるため、 $2\tau=20\mu$ s 以下となるこれ以上の変調率では検出率 100%を保つことができない。

提案法 2（零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM）は、零電圧ベクトルの期間を調整することで、Fig.3.15(b)のように各相デューティを設定する。これにより、同じ変調率 70%条件においても U 相の最小パルス幅が 20 μ s 以上確保できるため、電流検出率が向上できる。Fig.3.13 に示す通り、提案法 2 は、変調率 70%まで電流検出率を 100%とでき、さらに高変調率の領域でも電流検出率を高くできる。



(a) The proposed method 1

(b) The proposed method 2

図 3.15 電気角に対する 3 相デューティ

Fig. 3.15. Three-phase duty for electrical angle

提案法 3 (2 相変調用 PWM) は、一般三角波比較法と同様に電流検出率が 100% となる変調率は無。これは、電気角周期中で必ず 3 相の最小相が最小検出幅 τ をまたぎながら変化するからである。3 相の最小相のデューティを D_{min} とすると (3-7) 式の条件では電流検出ができなくなる。しかし、 D_{min} が完全にゼロとなれば電流検出は可能である。また、変調率が大きい場合 3 相の最大相のデューティを D_{max} とすると (3-8) 式の制限により電流検出ができなくなる。

$$D_{min} \times \frac{T_{pwm}}{100} > \tau \dots\dots\dots (7)$$

$$D_{max} \times \frac{T_{pwm}}{100} < T_{pwm} - \tau \dots\dots\dots (8)$$

Fig.3.13 の電流検出特性は、最小電流検出幅 τ と、PWM 周期によって異なるが、変調率に従い、提案法 2 → 提案法 3 → 一般三角波比較法と切り替えていくことで、全変調率で 80% 以上の検出率を得ることができる。

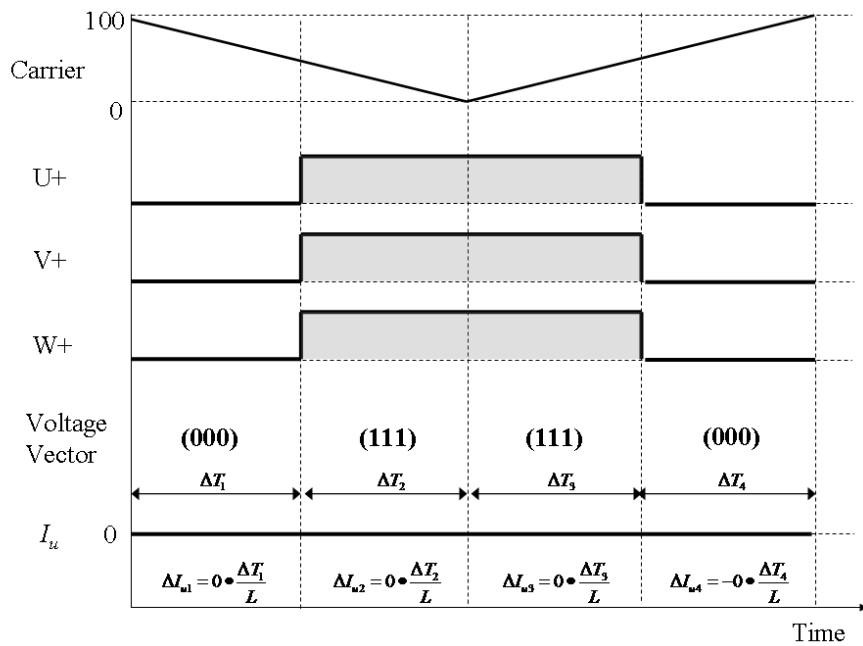
3.5.4. 電流検出用 PWM による電流歪み

3.5.4.1. キャリア周波数の高調波成分の発生原理

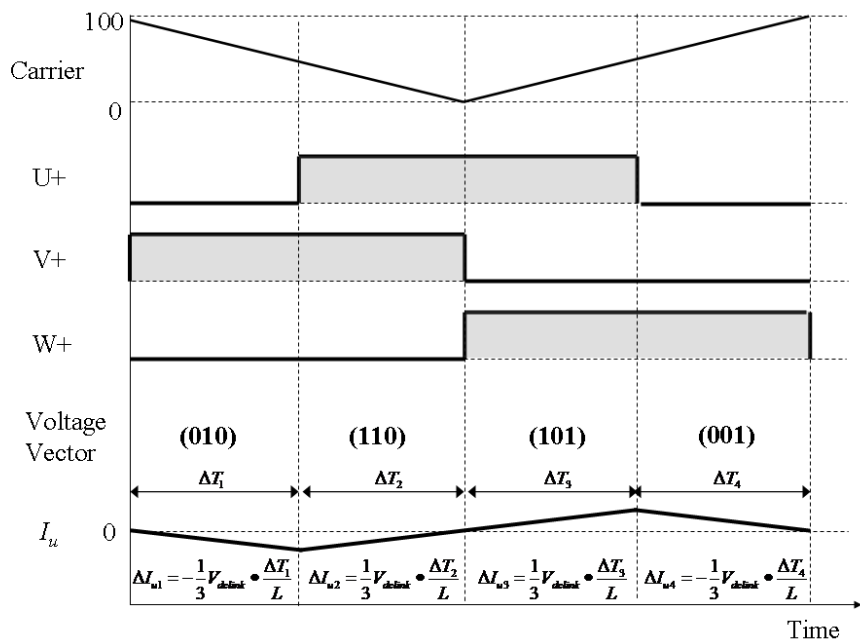
スイッチングに伴う電圧ベクトルの相電圧値を V 、電圧ベクトル継続時間を ΔT 、巻線のインダクタンスを L とすると発生する各相の電流リップル ΔI は次式で表される。

$$\Delta I = \frac{V}{L} \Delta T \dots\dots\dots (9)$$

PWM 周期中においては複数の電圧ベクトルが存在するため、電流リップルの大き



(a) General triangular method



(b) The proposed method 1

図 3.16 PWM と電流リップル

Fig. 3.16 PWM and current ripple

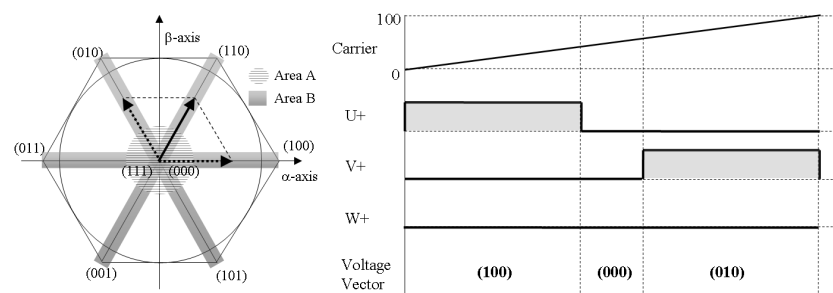
さは正側への増加分あるいは負側への減少分を積算し求めることができる。

提案法 1～3 および従来の各 PWM 方式は、同じ変調率であっても発生する電圧ベクトルの種類・継続時間が異なるため電流リップルの大きさも異なる。Fig.3.16 は、変調率が 0 のときの一般三角波比較法(a)と提案法 1(b)の U 相電流リップルの違いを示している。同じ変調率であっても零電圧ベクトル期間が長い一般三角波比較法の方が電流リップルは小さくなる。特に変調率 0 では電流リップルはほぼゼロである。

直流母線電流からの 3 相電流の検出率を向上するためには 3. 5. 3. 1 で述べたように零電圧ベクトル以外の電圧ベクトルの発生期間を長くする必要がある。このため、電流検出率の向上を目的として研究された PWM 生成法におけるキャリア周波数の高調波成分は、一般三角波比較法に比べて悪化する。これに対し提案法 2 では、最小電流検出幅 τ のみ残し、零電圧ベクトル期間を増やしているため、高調波成分の増加を最小限に抑えている。

3.5.4.2. 電気角 n 次周波数の高調波成分の発生原理

従来の直流電流からの 3 相電流再現法では、各相のデューティの大小関係によって PWM の発生方法を変化させる手法が提案されている。Fig.3.17 は、2 相



SOURCE

(a)Space vector

(b)PWM

図 3.17 120 度位相差ベクトルによる PWM 生成法

Fig. 3.17 Vector PWM generation method with phase difference of 120 degrees

のデューティが同じ場合でも3相電流が検出できるように空間ベクトル上で120度位相差の2つのベクトルで構成するPWM生成手法である(キャリアは鋸波を使用)⁽¹⁾。Fig. 3.17では、発生する電圧が(110)であり、U相とV相のデューティが同じ場合である。この場合、V相の基準位置を変更している。基準位置を変更する相は、発生する電圧ベクトルの種類、つまり各相のデューティの大小関係によって異なるため、電気角1周期中では、適宜基準位置を変更する相を切り替える必要がある。Fig.3.18は、PWMの発生基準位置を切り替えた前後での各相PWMと相電流を示している。電流リプルの増加減少の順序および大きさが異なることに起因する急激な電流の変化が発生している。この急激な電流変化は、空間ベクトル1周中においてPWM発生基準位置を変更した回数だけ発生するため、電気角の n 次周波数成分($n > 1$)の高調波電流の要因となる。変更回数は、電気角周期中に最大デューティの相あるいは最小デューティの相の変化に応じて3回とする手法、Fig.3.14で示す空間ベクトルにおける非零電圧

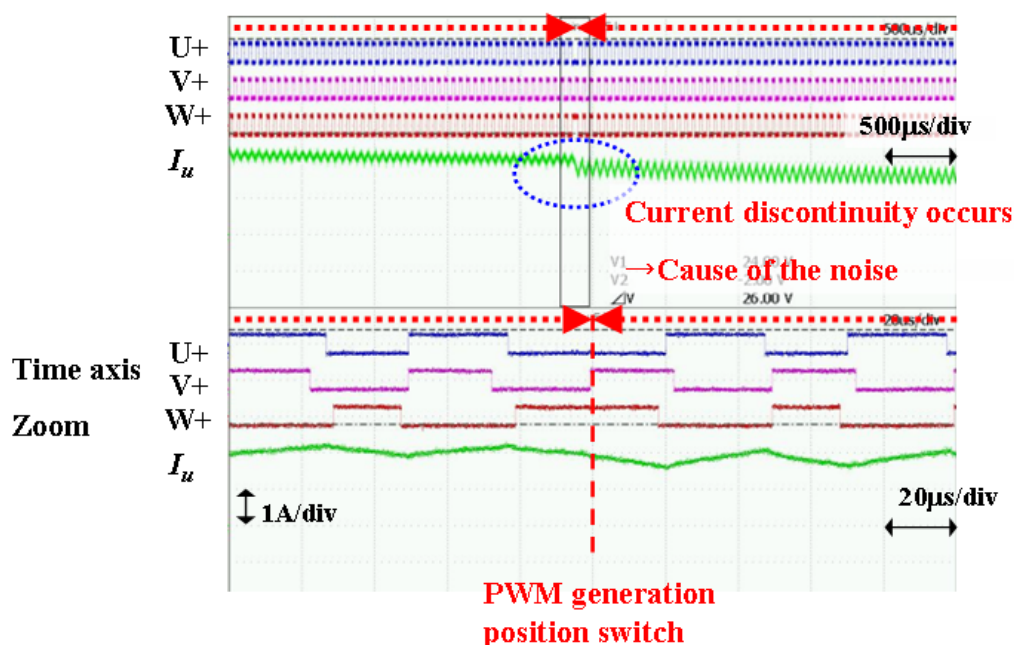


図 3.18 PWM 発生基準位置変更による電流変化

Fig. 3.18 Configuration of the double-pulse test circuit

ベクトルに応じて 6 回の変更を行う手法，空間ベクトルの電流検出不可範囲であるエリア B との境界にて変更する 12 回という手法が考えられる。

3.5.4.3. 各方式の電流歪みの比較

各 PWM 方式のモータ電流の高調波成分の比較を行う。キャリア周波数を 10kHz，デッドタイム 1 μ s，電気角周波数 100Hz，変調率 50%とした場合の一般の三角波比較法，120 度位相差ベクトルによる配置可変法，提案法 1（3 相変調用 PWM），提案法 2（零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM）のモータ電流波形および周波数解析のシミュレーション結果を Fig.3.19，3.20 に示す。

一般三角波比較法(a)は，キャリア周波数の基本波を含めた n 次周波数成分が最も少なく，電気角周波数成分も 1 次成分のみである。

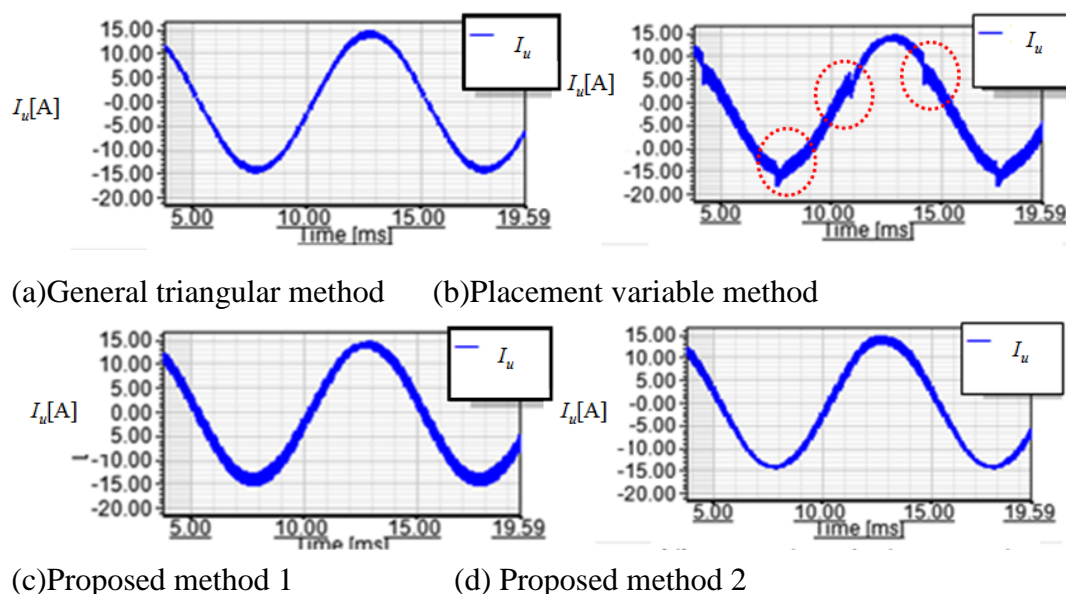


図 3.19 各 PWM 方式のモータ相電流波形
Fig. 3.19 Motor phase current waveform
of each PWM method

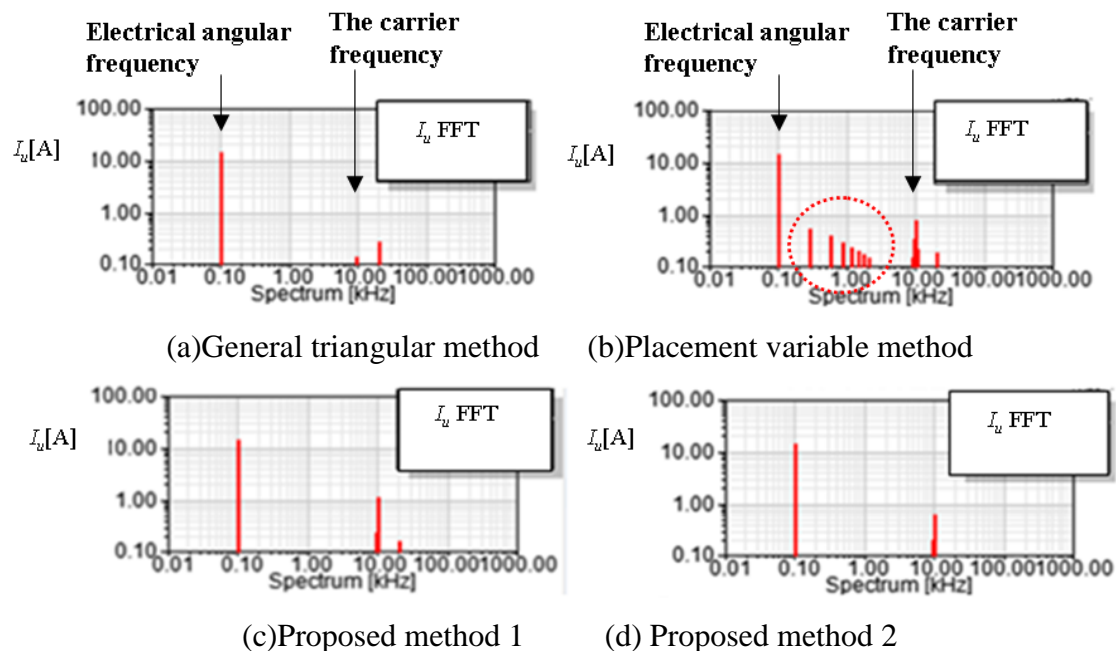


図 3.20 各 PWM 方式のモータ相電流 FFT

Fig. 3.20 FFT of each PWM method

これに対して配置可変法(b)は、キャリア周波数の基本波成分が一般三角波比較法と比べ大きい。これは、3.5.4.1.で述べたようにゼロ電圧ベクトル期間が少なく、電流リップルが増大するからである。また、電気角周波数成分の $3n$ 次成分が大きい。これは、3 相デューティの最大・中間・最小に応じて PWM の配置を変更していることが原因である。また、配置変化の瞬間に大きなトルクリプルが発生すると思われる。

提案法 1 (3 相変調用 PWM) (c)は、キャリア周波数の基本波成分が、一般三角波比較法と比べ大きい。理由は配置可変法と同様である。一方、電気角周波数成分は、一般三角波比較法と同様に 1 次成分のみで騒音・トルクリプルへの影響は無い。すなわち、電流検出率を一般三角波比較法に比べて大幅に改善しながら電気角 n 次周波数成分の電流歪みを完全に抑制できる。

提案法 2 (零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM) (d)は、キャリア周波数成分の電流リップルを提案法 1 に比べ 2 分の 1 程度($1.2\text{A} \rightarrow 0.7\text{A}$)に抑えられ、電気角周波数成分の騒音抑制に加え、キャリア周波数成分の騒音も抑制できると考えられ

る。

3.5.4.4. 対称キャリア PWM 法における 3 相電流とトルクリプル

提案する対称キャリア PWM 法における電流の高周波成分について検証したが、文献⁽¹⁸⁾では、三角波キャリアと鋸波キャリアによる PWM の高調波成分の違いが述べられており、各相別個のキャリアを用いることによる 3 相電流への影響、特に高調波について検証する。Fig.3.21 は、3.5.4.3.と同条件における提案法 1 の 3 相電流を示している。また、Fig.3.22 はその周波数分析結果である。3 相でそれぞれキャリア周波数成分のリプルが異なり、三角波比較の U 相が V、W に比べ小さくなっている。この違いはモータの巻線インダクタンスが小さいほど顕著となる。一方で、電気角周波数の高調波成分は、3 相共に Fig.3.20(a)の一般三角波比較法と同じレベルであり抑制できていることがわかる。

次にこれら 3 相電流によるトルクリプルの影響について検証する。Fig.3.23 は、 I_d ゼロ制御におけるマグネットトルクの脈動の周波数分析結果を示している。磁石磁束は正弦波分布としてシミュレーションしており、平均トルクに対する割合を周波数毎に示している（本図のみ縦軸はリニア表示であることに注意）。

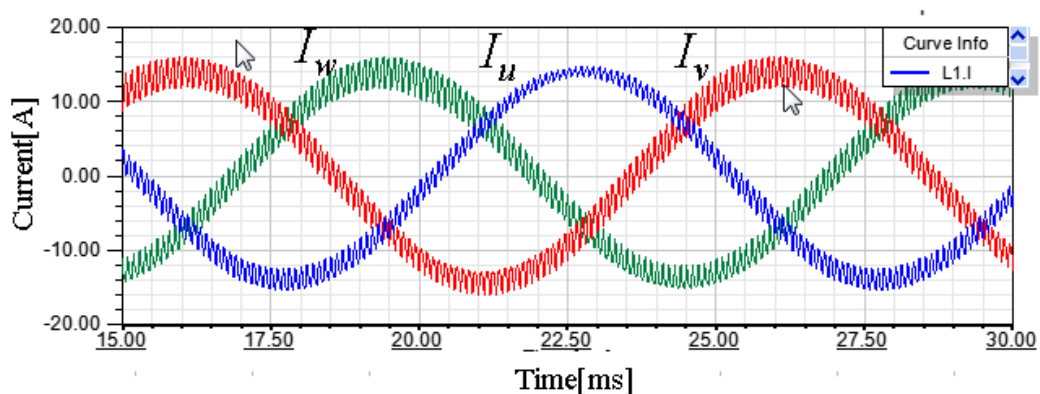


図 3.21 提案法 1 の 3 相電流波形

Fig. 3.21 Tri-phase current of the proposed method 1

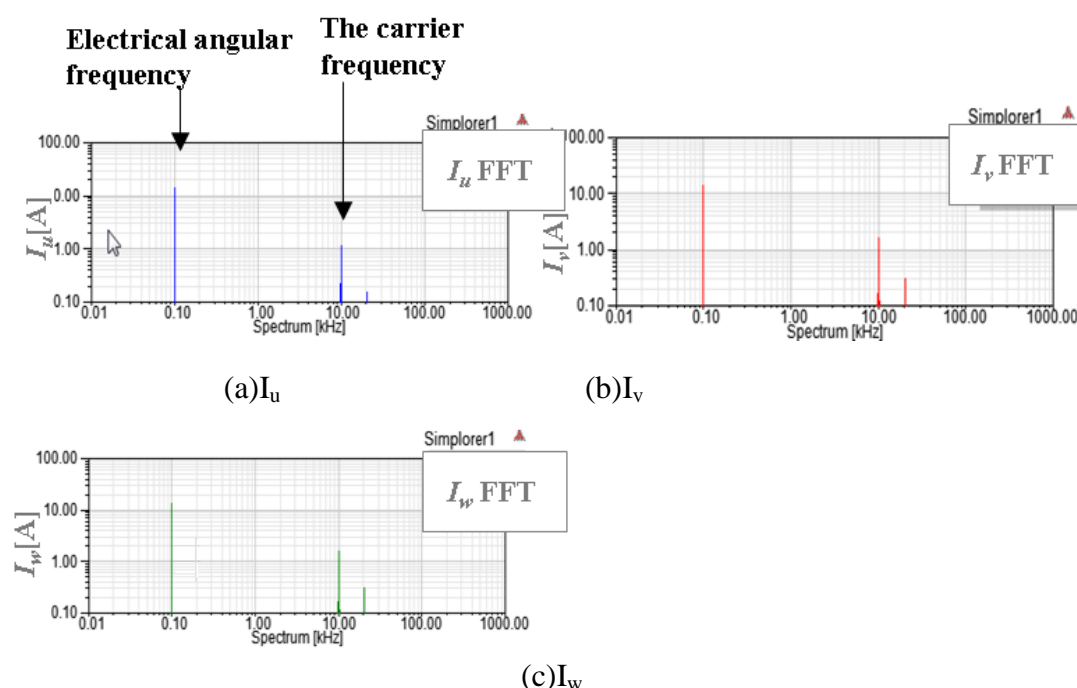


図 3.22 提案法 1 の 3 相電流 FFT

Fig. 3.22 FFT of tri-phase current

(a)一般三角波比較法は、電気角周波数の 6 次(600Hz)にリプルがあるが、これはデッドタイム 1us の影響である(シミュレーションでデッドタイム補償はしていない)。キャリア周波数のリプル傾向は電流と同様である。

(b)可変配置法は、電流の結果と同様に電気角周波数の高次成分のリプルが高く、これらは可聴域の騒音になり易いと考えられる。

(c)提案法 1 は、電気角周波数はデッドタイムの影響のみで高次成分は抑制できている。

(d)提案法 2 は、提案法 1 に加えキャリア周波数のリプルを低減できている。

以上の検証から提案法 1, 2 は 3 相電流のキャリア周波数成分が相毎に異なるが、電気角周波数のトルクリプルは発生しない。

一方で、キャリア周波数のトルクリプルについては一般三角波比較法に比べ増加するため、電気角周波数とキャリア周波数が近づく高速運転領域において顕著に影響すると考えられる。このため、高速域では一般三角波比較法での駆動が適していると考えられる。また、高速域 \equiv 高変調率と考えると、3 章で述べた

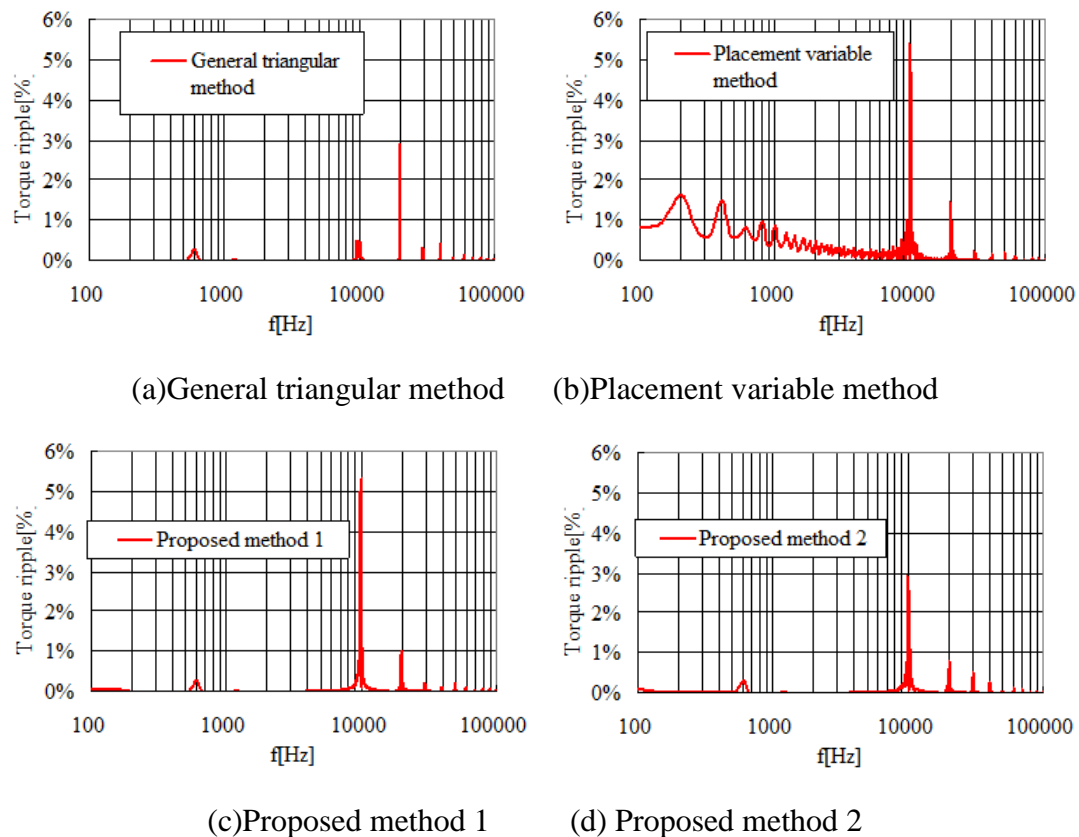


図 3.23 各 PWM 方式のモータトルク FFT

Fig. 3.23 FFT of each PWM method(Torque)

ように電流検出率の観点からも一般三角波比較法での駆動が適している。

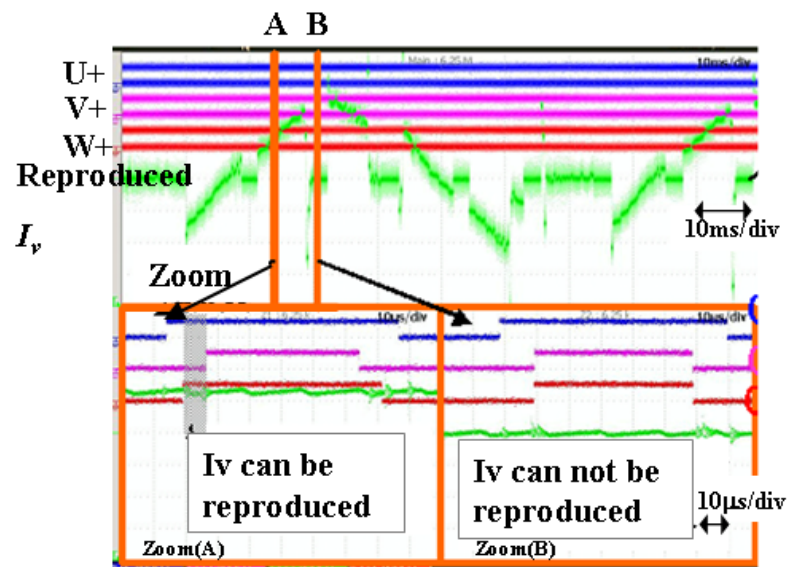
3.5.5. 実験結果

3.5.5.1. 電流検出結果

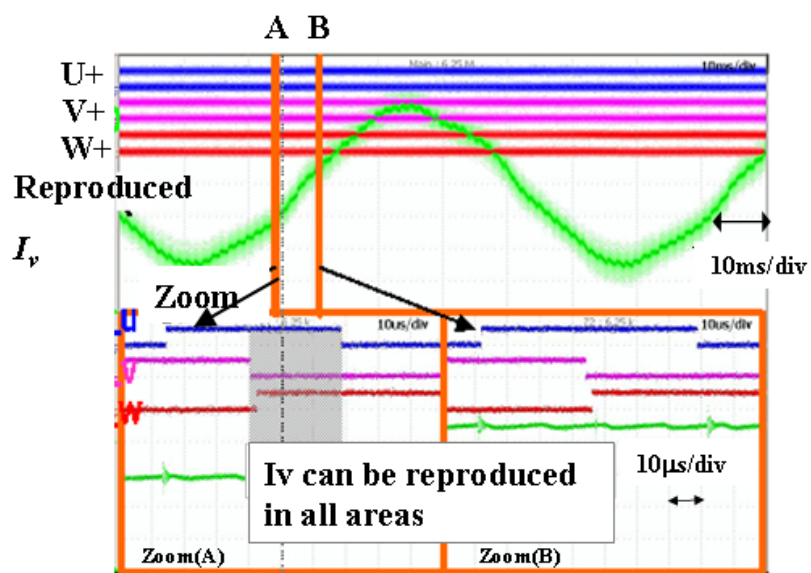
Fig.3.24(a)は、一般三角波比較法における直流電流母線電流からの相電流再現の実機試験の結果であり、図中 A 点では、V 相が検出できるが B 点では検出できていない。一方、Fig.3.24 (b)は、提案法 1 であり、A,B 点を含む全域で V 相電流の再現ができていることがわかる。

3.5.5.2. 電気角 n 次周波数の高調波の検証

電流歪みの確認は、モータを停止させ誘起電圧の影響を排除して評価を行っ



(a) General triangular method



(b) The proposed method 1

図 3.24 相電流再現の実機試験結果

Fig. 3.24 Reproduce the experimental results of the phase current

た。Fig.3.25 は、Fig.3.26 で示すようにモータを停止状態とし、任意のモータ電
気角周波数指令値を与える V/f 制御において変調率を 10%とした場合の U 相の

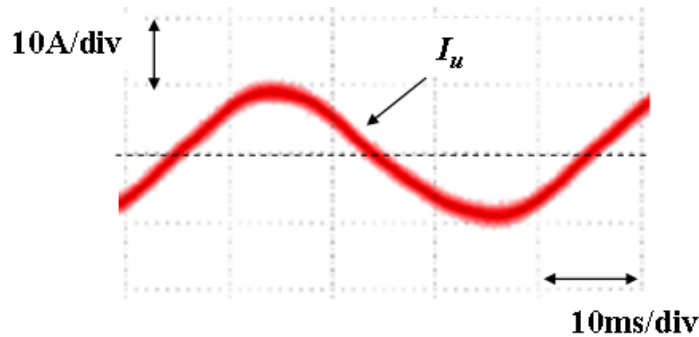


図 3.25 電気角 n 次周波数成分の実機確認結果

Fig. 3.25 Experimental results confirm the electrical angular frequency component

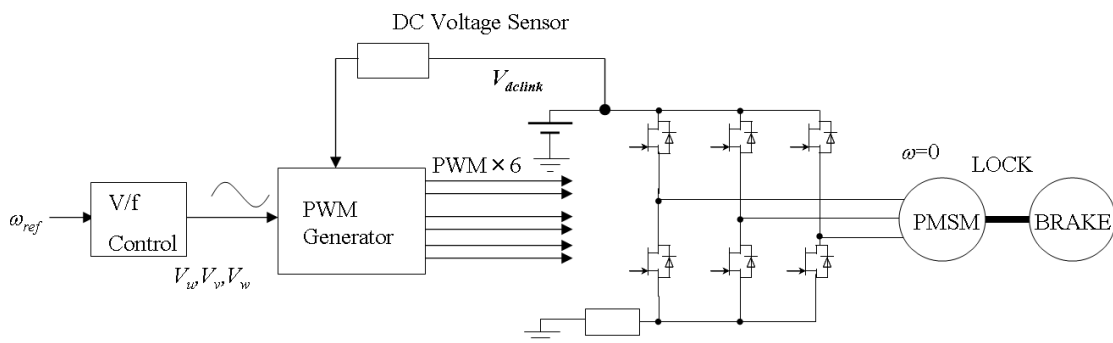


図 3.26 電流歪みの検証の構成

Fig. 3.26 Configuration of verification of current distortion.

モータ相電流の実機波形である。PWM の発生基準位置変更がないため、電流の急激な変化や電気角 n 次周波数のリップルが発生していないことがわかる。

3.5.5.3. キャリア周波数の高調波騒音の検証

3.5.4.3. , 3.5.4.4. では各 PWM 生成法が電流歪み, トルクリップルに与える影響を検証した。これらは騒音となって現れるため, 各 PWM 生成法の違いが, モータ騒音に与える影響を実機で比較した。検証時の制御および評価構成は, 3.5.5.2.

で用いた Fig.3.26 の構成においてモータのロックを解き, 回転可能とした状態である。電流フィードバックループが無いいため変調率によらず各 PWM 方式の比較が可能である (一般三角波比較法は低変調率で電流検出不可)。

Fig.3.27 は, 実機運転において, PWM の発生方法を変化させた場合の騒音のスペクトルを示している。キャリア周波数は 8kHz としている。” Stop” 状態は通電を OFF している。” Start” は, 通電開始後, 電気角周波数を上げていく過程である。その後規定の電気角周波数に達する(Steady operation)。この電気角周波数で PWM の生成法を切り替え, 騒音を比較する。なお,” Start” 始直後の変調率は 0,” Steady operation” に達した状態の変調率は 20%程度である。

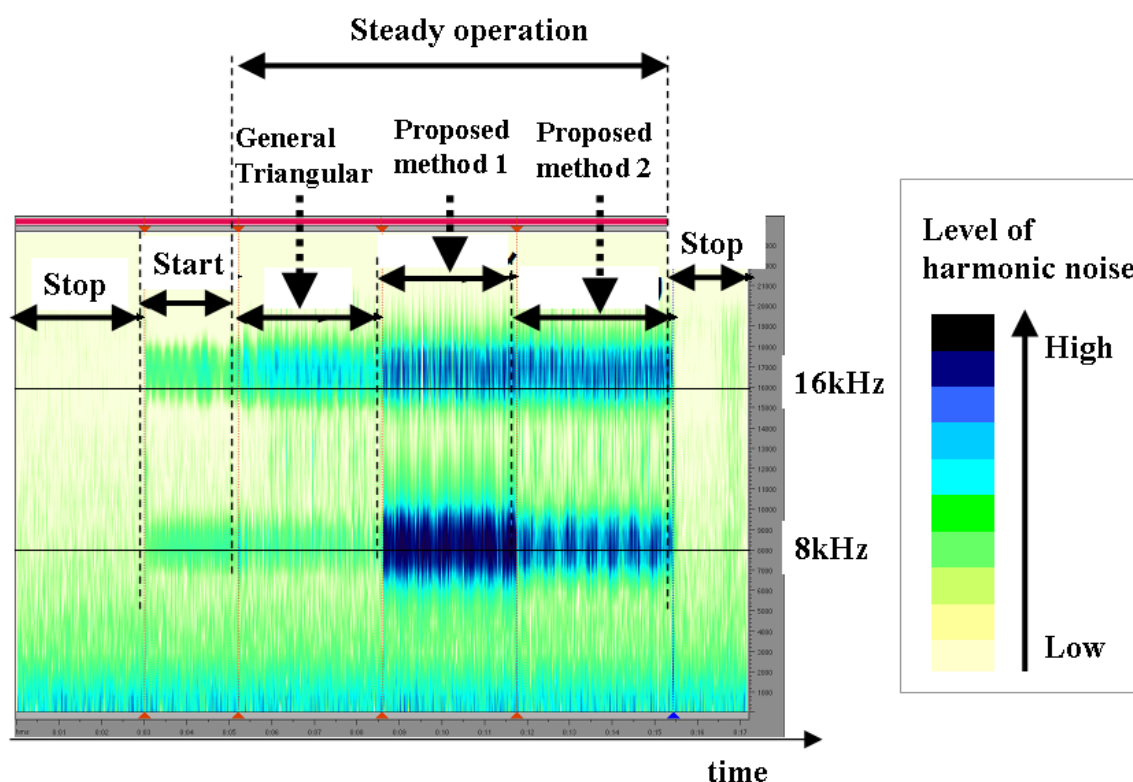


図 3.27 各 PWM 方式の実機運転時の騒音スペクトル

Fig. 3.27 Noise spectrum of the actual operation of each PWM method

一般三角波比較法による通電期間はキャリア周波数の 8kHz および 2 倍の 16kHz の成分が発生している。提案法 1 (3 相変調用 PWM) へと切り替えると 8kHz, 16kHz 共に振幅が増加しており, 3.5.4.1. で述べた零電圧ベクトル期間の縮小が原因である。この傾向は, キャリア周波数成分の電流歪みが増えた 3.5.4.3. のシミュレーションとも一致する。最後に提案法 2 (零電圧ベクトル補正型 3 相変調 PWM) へと切り替えると, キャリア周波数である 8kHz の成分の色が薄くなっており, この周波数の騒音を抑制できていることがわかる。

Fig.3.28 は, 同様の切り替え動作において騒音のオーバーオール値を示したも

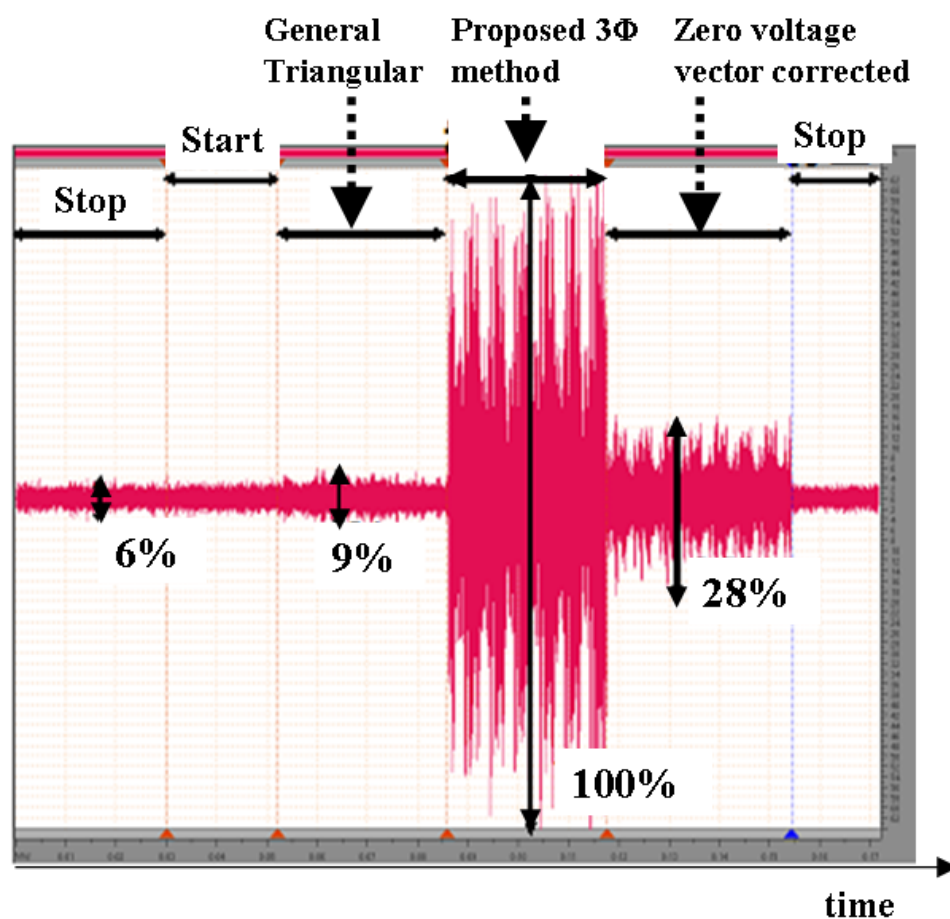


図 3.28 各 PWM 方式の実機運転時の騒音値
Fig. 3.28. Noise during the experiment of each PWM.

のである。提案法 1→2 の切り替え、すなわち零電圧ベクトルの補正を行うことで騒音値を 1/3 程度に低減できていることがわかる。一般三角波比較法は提案法 2 と比較しても最も騒音値が低い、本検証で駆動した変調率の領域(0~20%)では Fig.3.13 の検証例のように電流の検出率が大幅に悪いため、電流制御を行う場合は実用的ではない。

3.5.6. 本章のまとめ

直流母線電流からの 3 相電流再現法に関して、対称キャリア PWM 法を提案し、従来方式と比較検討することで以下の結論を得た。

- (1) 電気角 n 次周波数成分の電流歪みを完全に抑制できる。
- (2) 零電圧ベクトルによる補正(提案法 2)を行うことで、キャリア周波数成分の高調波を大幅に低減できる。
- (3) 零変調率～高変調率 (2 相が同じパルス幅の場合を含む) まで電流検出率を 100%にできる。

以上から、提案する対称キャリア PWM 法は、従来問題であった電流の検出用 PWM に起因する電気角周波数の電流歪み・騒音を完全に抑制しながら 3 相電流の電流検出率を向上できるため、騒音を重視するモータドライブ用途にも適用可能である。

第4章 磁極位置検出回路の小型化

4.1. 磁極位置センサ

永久磁石同期モータのトルクを発生させるためには、回転子の磁極位置によって固定子コイルの電流通電パターンを変えなければならない。このため回転子の位置を知るための角度センサが必要となる。

表 4.1 に一般的な角度センサの一覧を示す。それぞれの角度センサには、特徴があり、レゾルバ等の高精度なものから、ホール IC のように分解能は悪いが安価なセンサもある。また、レゾルバは位置に応じた信号がアナログであるため、R/D(レゾルバ/デジタル)変換器の分解能によって位置検出分解能は変化する。しかし、位置センサの取り付けに関して次のような問題がある。

表 4.1. 角度センサの一覧

TABLE. 4.1. The list of angle sensors.

センサ種類	ホールIC	レゾルバ	ロータリーエンコーダ
外観			
コスト	◎ (数十円)	△ (数千円)	△ (数千円)
検出方式	磁気式 モータの磁石磁束を検出	磁気式 固定側と回転側2つのコイルの発生電圧を検出	光学式 スリットを通る光で位置検出
位置検出分解能	6/電気角 (3個使用時)	1024~4096 /電気角	数千~数万 /機械角
主な用途	家電用	車載用	サーボ機構等

1. センサ，周辺回路のコスト
2. 信号配線の取り回し
3. 取り付け環境や構造制約
4. 組み付け精度の管理
5. センサの検出特性のばらつき

センサ自体のコストはもちろんであるが，センサ用電源，信号変換等の周辺回路も含まれ，インバータ全体のコストへの影響が大きい。

また，コンプレッサ等の永久磁石同期モータは，内部が高温高圧になるため一般的な位置センサを取り付けることができない。このような環境制約のほか，製品の小型化が進んでいるため，モータへのセンサ取り付けスペースが制限される場合もある。このほか，磁石の磁気の検知をするタイプの位置センサは，磁石との距離によって位置検出精度が悪化する。もちろん検知するセンサの特性も関係するため，4および5を含めたセンサの検出精度を保つための管理コストも問題となる。

このような背景から，位置センサ無しで駆動するセンサレス化が望まれており，様々なセンサレス方式が研究されている。

4.2. 永久磁石同期モータのセンサレス駆動方式と課題

センサレス駆動方式の中で，主として停止・低速時の磁極位置推定においては，永久磁石同期モータ回転子の突極性を利用した方式が多数提案されている^{(19),(21)~(29)}。Fig.4.1 に突極構造によるモータの違いを示す。しかし，埋め込み磁石型永久磁石同期モータ(IPMSM)でも低トルクリプル要求等から設計された低い突極比のモータに対しては検出のSN比が低下するため，従来の手法を適用することが難しい。文献⁽¹⁹⁾では低い突極性の永久磁石同期モータの低速センサレス駆動が報告されているが，直流電圧に対しモータのインダクタンスが低いいため，位置情報を有する電流リプルが大きくSN比が向上できていると報告されて

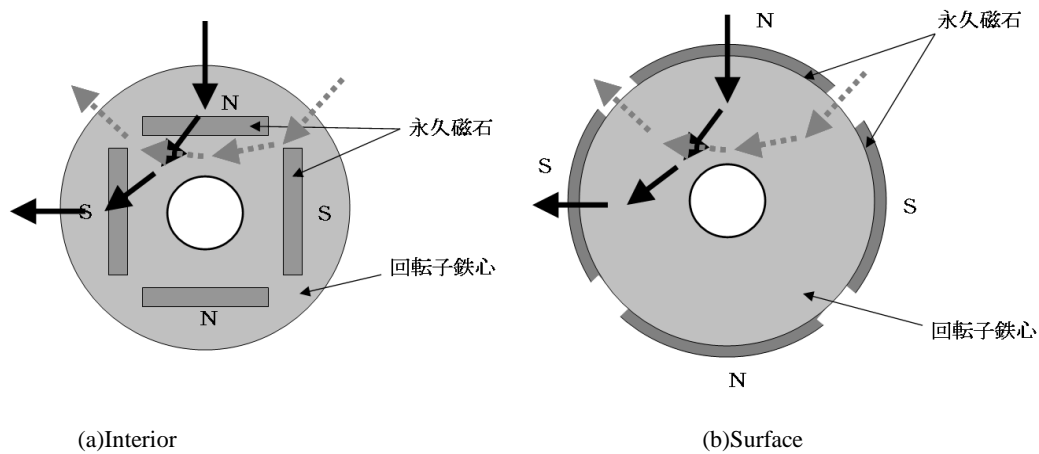


図 4.1 埋め込み磁石型と表面磁石型永久磁石同期モータ

Fig. 4.1. IPMSM and SPMSM.

いる。また、非突極機に対して誘起電圧推定方式による極低速域のセンサレス駆動も報告されている⁽²⁰⁾。また、低突極比 IPMSM の低速センサレス駆動に対し突極性に起因する $\sin 2\Delta\theta$ 成分を常時交流化し、ヒルベルト変換することで低 SN 比でも位相検出可能とすることで、突極比 1.1 程度の IPMSM の低速駆動も実証されている⁽²¹⁾。

4.3. インダクタンス楕円形状の制御による SPMSM の低速センサレス駆動法

4.3.1. 概要

本研究では、一般的には突極性がない SPMSM に対する低速センサレス駆動を検討し、下記 2 点の影響により SPMSM の磁氣的突極性が発生する原理を示す。

- (1) 磁石磁束による磁気飽和影響（無負荷時）
- (2) 正の d 軸電流通電による積極的磁気飽和（高負荷時）

そして、上記原理を用いた下記の手法による SPMSM の低速センサレス駆動法を提案する。

① $\sin 2\Delta\theta$ 成分の常時交流化による低 SN 比での位相検出

②磁気飽和によるインダクタンス楕円形状の制御

そして、①によりインダクタンス楕円の長軸／短軸比が最小 1.03 程度まで磁極位置推定可能となり、②により SPMSM のインダクタンス楕円の長軸／短軸比を上記のセンサレス可能レベルまで維持できることを検証する。この結果、低速で定格負荷に対する 1.0p.u 程度においてもセンサレス運転可能であることを実験にて示す。

なお、本論文においてインダクタンスの”突極比”という表現は、dq 軸方向のインダクタンス比ではなく、電気角 1 周期中のインダクタンスの”最大値と最小値の比”として用いている。これは軸間干渉で最小方向が d 軸から傾く影響まで考慮した場合の表現として用いているためである。

4.3.2. 提案する磁極位置推定法

4.3.2.1. 基本原理

Fig.4.2 で示す dq 軸と $\Delta\theta$ だけずれた dcqc 軸を式(4-1)で定義し、式(4-2)で示す振幅 V_h 、周波数 ω_h の高周波電圧を推定座標である dcqc 軸上で印加する。 θ は真の磁極位置、 θ_c は推定磁極位置である。このとき、dq 軸では、式(4-3)で示す高周波電圧が印加され、高周波電流が流れる。

$$\theta = \theta_c + \Delta\theta \dots\dots\dots (4-1)$$

$$\begin{aligned} V_{dch} &= V_h \cos \omega_h t \\ V_{qch} &= V_h \sin \omega_h t \end{aligned} \dots\dots\dots (4-2)$$

$$\begin{aligned} V_{dh} &= V_h \cos(\omega_h t - \Delta\theta) \\ V_{qh} &= V_h \sin(\omega_h t - \Delta\theta) \end{aligned} \dots\dots\dots (4-3)$$

式(4-2)、(4-3)の高周波電圧は、Fig.4.2 で示すように半径 V_h の円を速度 ω_h で回転する電圧となる。

式(4-3)の高周波電圧が印加されると、dq 軸の電圧方程式は式(4-4)のようになる。

R はモータ巻線抵抗、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 ϕ_a

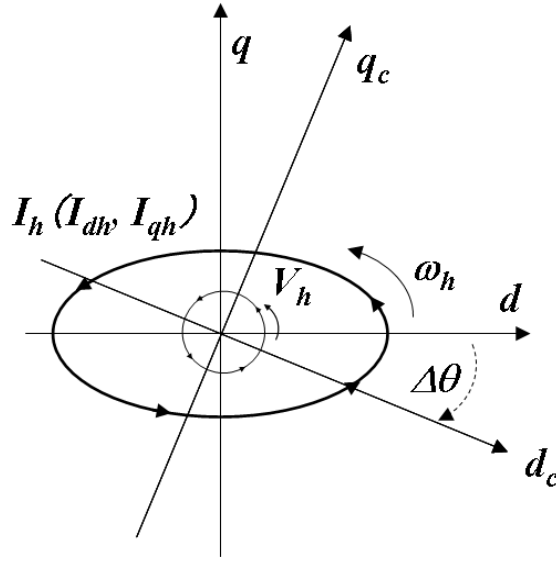


図 4.2 dq 座標と推定座標における高周波印加電圧・電流

Fig. 4.2. The high-frequency voltage and current in the estimated coordinates and dq coordinate.

は電氣子鎖交磁束， p は微分演算子である。

$$\begin{aligned} V_{dh} &= V_h \cos(\omega_h t - \Delta\theta) = RI_{dh} + pL_d I_{dh} - \omega L_q I_{qh} \\ V_{qh} &= V_h \sin(\omega_h t - \Delta\theta) = RI_{qh} + pL_q I_{qh} + \omega L_d I_{dh} + \omega\phi_a \end{aligned} \quad (4-4)$$

ここで，モータ回転数 ω がゼロあるいは十分に低く，高周波電圧の周波数 ω_h が十分に高い場合，式(4-4)の右辺第 1 項，第 3 項，第 4 項が小さいため，式(4-5)のように近似できる。

$$\begin{aligned} V_{dh} &= V_h \cos(\omega_h t - \Delta\theta) = pL_d I_{dh} \dots\dots\dots (4-5) \\ V_{qh} &= V_h \sin(\omega_h t - \Delta\theta) = pL_q I_{qh} \end{aligned}$$

さらに，微分演算子 を考慮して，dq 軸の高周波電流を表すと式(4-6)のようになり，Fig.1 に示すように d 軸方向に長軸を持つ楕円軌跡となる。

$$\begin{aligned} I_{dh} &= \frac{V_h}{\omega_h L_d} \sin(\omega_h t - \Delta\theta) \dots\dots\dots (4-6) \\ I_{qh} &= -\frac{V_h}{\omega_h L_q} \cos(\omega_h t - \Delta\theta) \end{aligned}$$

高周波電圧印加時の dq 軸高周波電流は(4-6)式であるが、検出可能な電流は推定軸である dcqc 軸の高周波電流である。式(4-6)の高周波電流は dcqc 軸電流で表すと式(7)のようになる。

高周波電流は、角速度 ω_h で回転する楕円軌跡となり、楕円の長軸方向が d 軸と一致する。この楕円は電流の軌跡であるが、インダクタンスの角度変化特性に起因している。

$$I_{dch} = \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} \{ (L_q + L_d) \sin \omega_h t + (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta \cos \omega_h t + (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta \sin \omega_h t \} \quad (4-7)$$

$$I_{qch} = \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} \{ -(L_d + L_q) \cos \omega_h t - (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta \sin \omega_h t - (L_d - L_q) \cos 2\Delta\theta \cos \omega_h t \}$$

(4-7)式は、右辺第 2 項に磁極位置情報である $\sin 2\Delta\theta$ 成分が含まれている。次に(4-7)式に $\cos \omega_h t$, $\sin \omega_h t$ を乗じ、 $2\omega_h t$ の遮断周波数を持つ LPF に通すと次式のようになる。

$$I_{dch_LPF} = -\frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta \quad \dots\dots\dots (4-8)$$

$$I_{qch_LPF} = \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta$$

(4-8)式の dc 軸成分と qc 軸成分の差を演算することで推定誤差 $2\Delta\theta$ に応じて変化する(4-9)式で示す誤差信号 Err_{dcqc} を得ることができる。

$$E_{rr\ dcqc} = I_{qch_LPF} - I_{dch_LPF} \quad \dots\dots\dots (4-9)$$

$$= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta$$

文献⁽²²⁾では、(4-9)式を用いて $\Delta\theta$ がゼロとなるように PLL を構成することで磁極位置を求めている。

4.3.2.2. 低い突極比におけるノイズ要因と影響

式(4-9)は、理論上の式であり、実際は、様々な検出誤差が影響する。高い周波数成分の誤差としてはインバータスイッチングやスイッチング電源に起因す

るノイズ等がある。また、信号処理要因としては、演算器の AD 変換分解能や電流センサの検出レンジ、電流センサのオフセット・ゲイン誤差などがある。構造要因としては、モータの機械的偏心誤差による磁気抵抗、磁束への影響等が考えられる。

これらの誤差要因に対して式(9)の大きさが十分に高ければ推定アルゴリズムは良好に動作し、位置推定誤差が低くなる。しかし、突極性が低い PMSM では、(4-9)式分子が小さくなり、高周波印加電圧の振幅 V_h を大きくしても十分な SN 比が得られない場合が多い。

ノイズ等の高周波の誤差は、位置推定 PLL を構成するゲインをある程度下げることによって PLL ループのカットオフ周波数を下げ対応できるが、低い周波数の誤差に対して(4-9)式の Err_{dcqc} 成分が小さい場合、(4-9)式は $\Delta\theta$ がゼロの点でゼロクロスが発生しない場合などがあり PLL での推定が困難となる。Fig.4.3 は、突極比 1.1 程度の IPMSM の式(4-9)で演算した Err 成分の波形と位置センサで検出した θ である。このとき dcqc 軸は、静止状態として観測しているため、式(4-1)の θ_c は 0 としており、式(4-9)を変形した式(4-10)で表されるように磁極位置 θ に同期して変化する信号 $Err_{\alpha\beta}$ となっている。

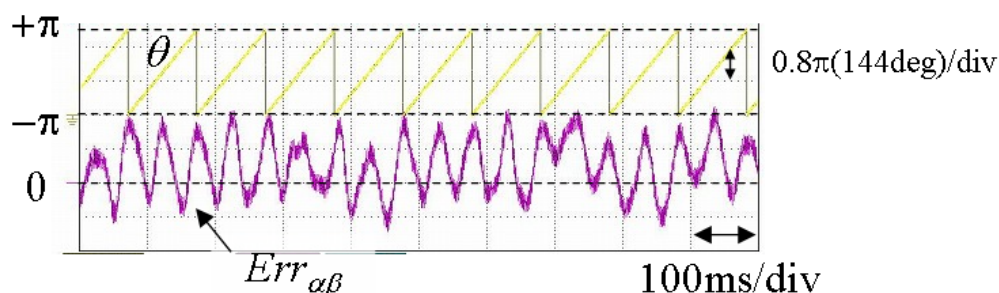


図 4.3 静止座標から観測した
突極比成分の SN 比が低い場合の Err 成分の特性

Fig. 4.3. Characteristics of Err when the SN ratio of the salient pole ratio of component is low.

$$\begin{aligned}
 E_{rr\alpha\beta} &= I_{qch_LPF} - I_{dch_LPF} \\
 &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2\theta \dots\dots\dots (4-10)
 \end{aligned}$$

本提案では、式(4-9)の信号を PLL に通さず、交流信号として扱い、単相の交流信号から位相を検出する手法を用いる。

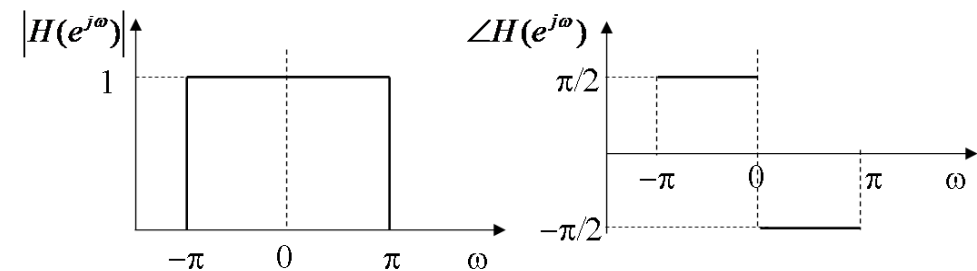
4.3.2.3. ヒルベルト変換と位相検出による SN 比向上

単相交流の位相検出法として(4-11)式の周波数特性を持つヒルベルト変換器を用いる。

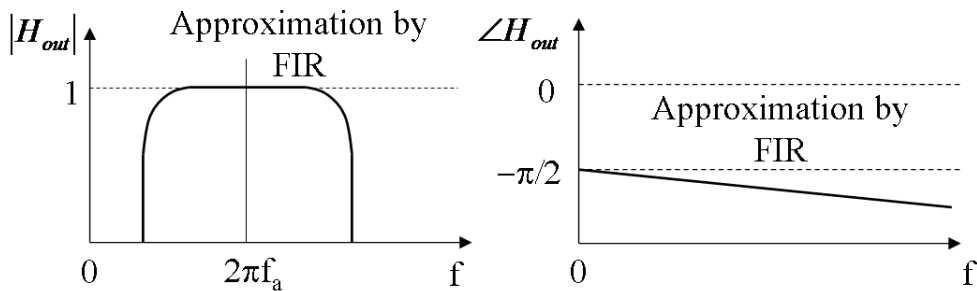
$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & : 0 < \omega < \pi \\ j & : 0 < \omega < \pi \end{cases} \dots\dots\dots (4-11)$$

ここで、 $-j=e^{-j\pi/2}$, $j=e^{j\pi/2}$ とすると、式(4-11)の周波数特性は次式となる。(4-12)式は振幅特性、(4-13)式は位相特性である。

$$|H(e^{j\omega})| = 1 \dots\dots\dots (4-12)$$



(a)freq-amp(Ideal) (b)freq-phase(Ideal)



(c)freq-amp(FIR) (d)freq-phase(FIR)

図 4.4 ヒルベルト変換器の特性

Fig. 4.4. Characteristics of the hilbert transform.

$$\angle H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & : 0 < \omega < \pi \\ \frac{\pi}{2} & : -\pi < \omega < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (4-13)$$

ヒルベルト変換は、(4-13)式からわかるとおり正の周波数の入力信号に対して位相が $\pi/2$ 遅れた信号を出力する。Fig.4.4(a)は、ヒルベルト変換フィルタの振幅特性、(b)は位相特性を示している。出力信号は、正の周波数で位相が $\pi/2$ 遅れ、振幅は 1 である。磁極位置 θ に応じて変化する交流信号である(4-10)式を一度ヒルベルト変換することで得られた信号 H_{out1} は低域および高域の周波数成分は遮断される。さらに 2 回目の通過信号 H_{out2} との間で(4-14)式の演算を行うことで交流信号の位相 2θ を検出できる。なお、ヒルベルト変換器は FIR 等で近似表現することで実現する。Fig. 4.4 (c),(d)は FIR で近似表現した場合の周波数が正の領域の特性を示している。これにより振幅特性は BPF に似た特性となり、位相特性は遅れが発生する。

Fig. 4.5 は、Fig.4.3 で示した(4-10)式の $Err_{\alpha\beta}$ 信号、ヒルベルト変換を 1 度通した H_{out1} 、2 度通した H_{out2} と両者の逆正接演算結果である。入力信号は SN 比が悪く 145ms 付近でゼロクロスがほぼ無くなっている信号であるが、ヒルベルト変換フィルタを通すことで直流オフセットや低周波成分の誤差が除去された信号 H_{out1} 、 H_{out2} が得られ、 $\pi/2$ の位相差を持つ両信号の逆正接演算を式(4-14)で行うことにより $Err_{\alpha\beta}$ 信号の位相が検出できていることがわかる。

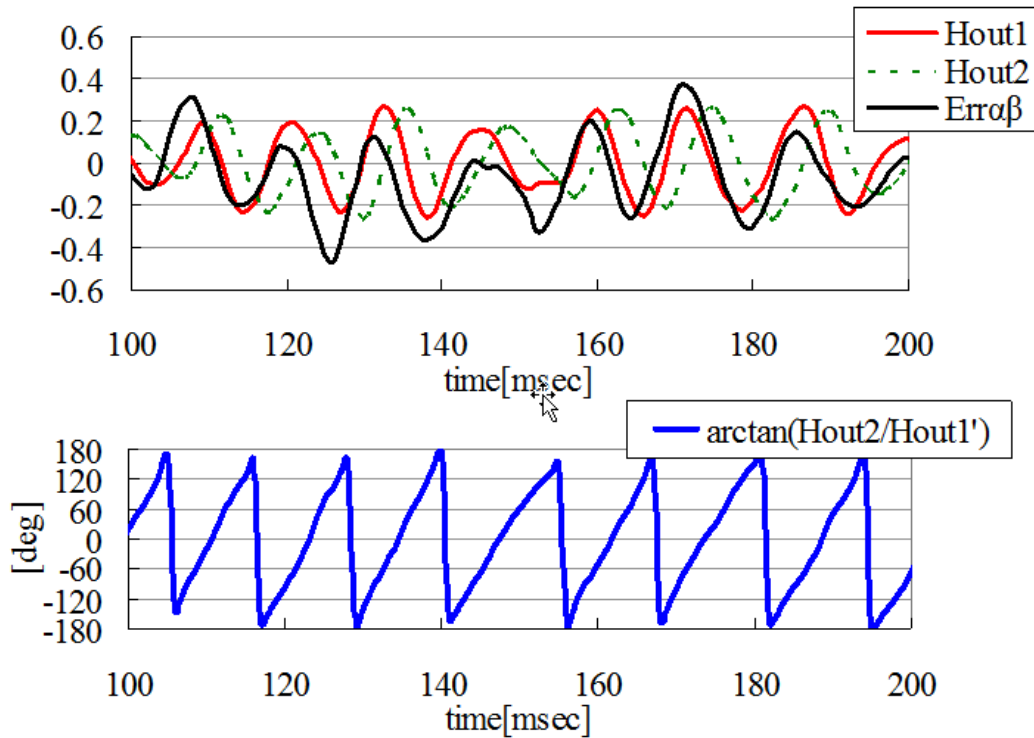


図 4.5 ヒルベルト変換による低 SN 比での位相検出

Fig. 4.5. Detection at low SN ratio by hilbert transform

$$2\theta = \arctan\left(\frac{H_{out2}}{H_{out1}}\right) \dots\dots\dots (4-14)$$

4.3.2.4. 定速回転軸による Err 成分の常時交流化

(4-10)式は静止座標系で変換した信号のため求めたい交流信号の周波数は PMSM の回転数によって変化する。さらに、PMSM 停止状態では、PMSM 回転数と取り除きたい直流誤差や低周波成分の周波数領域が重なるため、(4-10)式のヒルベルト変換では全周波数で SN 比を高めた交流信号の検出ができない問題がある。

本提案法では、静止座標系で変換した(4-10)式でなく、(4-15),(4-16)式で定義する角度 θ_H で変換した(4-17)式の Err_{xy} をヒルベルト変換フィルタに通す。Fig. 4.6 は、dq 座標、dcqc 座標と合わせて表示した θ_H で変換する座標(xy と定義)を示している。 θ_H は、速度 ω_H で回転するが、(4-15),(4-16)式で表されるように推定速度 ω_e

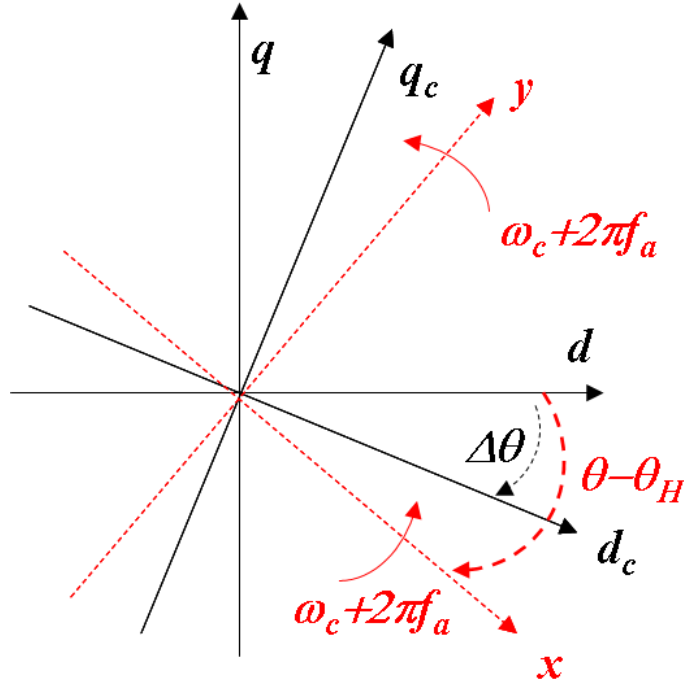


図 4.6 dq 軸と d_cq_c 軸, θ_H による xy 軸の関係

Fig. 4.6. Relationship dq-axis , d_cq_c-axis and xy-axis by θ_H .

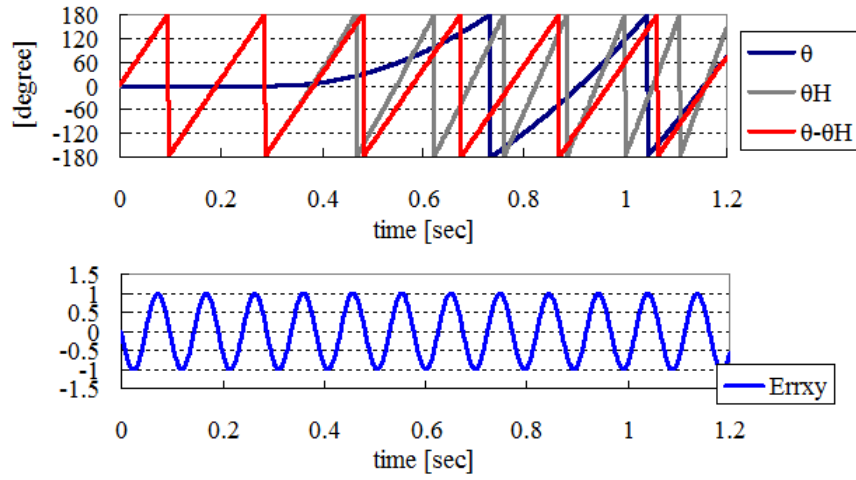
に対しては一定速度 $2\pi f_a$ で回転する定速回転座標軸となる。

$$\omega_H = \omega_c + 2\pi f_a \quad \dots\dots\dots (4-15)$$

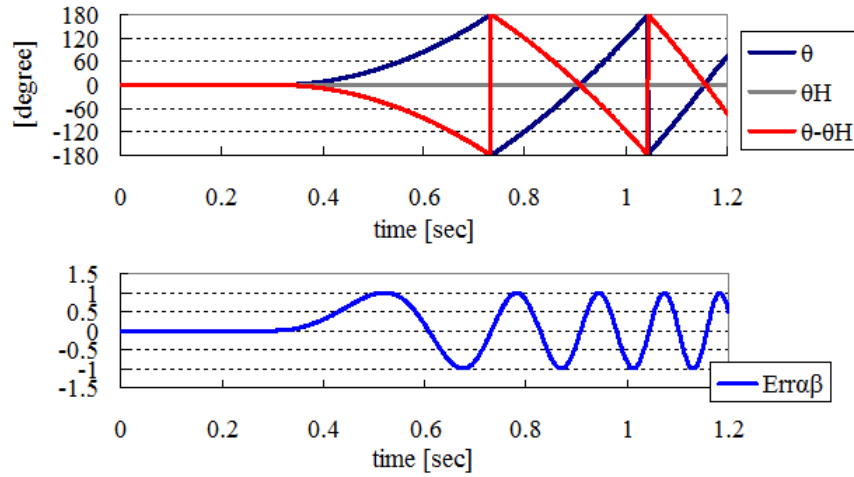
$$\theta_H = \int \omega_H dt \quad \dots\dots\dots (4-16)$$

$$\begin{aligned} E_{rrxy} &= I_{yh_LPF} - I_{xh_LPF} \quad \dots\dots\dots (4-17) \\ &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2(\theta - \theta_H) \end{aligned}$$

(4-15)式の f_a は, ヒルベルト変換フィルタの通過帯域の中心周波数の 1/2 に設定する。 ω_c は, 最終的に推定する磁極位置 (≡ 真の磁極位置) から得られた回転速度である。つまり θ_H は, 磁極位置に対して常に角速度 $2\pi f_a$ で回る。モータ停止状態であれば θ_H の速度は $2\pi f_a$ であり, モータ回転数が 100[rad/s]であれば, θ_H は $(100+2\pi f_a)$ [rad/s]で変化する。Fig.4.7 に磁極位置 θ と θ_H , $\Delta\theta(=\theta - \theta_H)$, Err_{xy} のモータ起動時のシミュレーション波形を示す。(a) は θ_H が(4-16)式のように常時回転するとした場合, (b)は比較のために θ_H を静止座標と同等とした(4-10)式の



(a) $\theta_H = 2\pi f_a t + \omega_c t$



(b) $\theta_H = 0$

図 4.7 θ_H から観測した Err 特性

Fig. 4.7. Characteristic of Err as seen from θ_H .

$Err_{\alpha\beta}$ の場合の波形を表している。

この結果、式(4-9)で表した Err_{dcqc} は、 θ_H で座標変換した場合、(4-1)式において $\theta_c = \theta_H$ とすると式(4-17) で表す Err_{xy} となる。つまり、停止を含む全ての周波数領域で (4-17)式は交流信号となり、その周波数は $4\pi f_a$ である。

(4-17)式の振幅を表す部分を(4-20)式にて A とおくと、(4-17)式をヒルベルト変換フィルタに 1 度通した H_{out1} 、2 度通した H_{out2} はヒルベルト変換フィルタの遅

れ θ_d を用いて(4-18), (4-19)式で表せる。

$$H_{out1} = A \cos\{2(\theta - \theta_H) + \theta_d\} \dots\dots\dots (4-18)$$

$$H_{out2} = A \sin\{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d\} \dots\dots\dots (4-19)$$

$$A = \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_d - L_q) \dots\dots\dots (4-20)$$

また, H_{out1} を θ_d の遅延処理を行った信号を H_{out1}' とする。 H_{out1}' は, 信号の振幅特性は変化させずに位相のみ θ_d 遅延するフィルタに通し生成する。

$$H_{out1}' = A \cos\{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d\} \dots\dots\dots (4-21)$$

この結果, H_{out1}' の位相遅れは, H_{out2} と同じ $2\theta_d$ となる。そして, この両者を(4-22)式による逆正接演算することで磁極位置 θ を含む角度信号 θ_1 を得る。(4-22)式に(4-18),(4-19)式を代入すると(4-23)式になり, 逆正接演算で磁極位置 θ から xy 軸の回転角度 θ_H だけずれた角度の 2 倍の角度からヒルベルト変換の 2 回の遅延 $2\theta_d$ だけ遅れた角度が演算できることがわかる。

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{H_{out2}}{H_{out1}'}\right) \dots\dots\dots (4-22)$$

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arctan\left(\frac{H_{out2}}{H_{out1}'}\right) = \arctan\left(\frac{A \sin\{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d\}}{A \cos\{2(\theta - \theta_H) + \theta_d + \theta_d\}}\right) \\ &= \arctan\left(\frac{\sin\{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d\}}{\cos\{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d\}}\right) \quad (4-23) \\ &= 2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d \end{aligned}$$

フィルタで発生した $2\theta_d$ の遅延は, 設計したヒルベルト変換フィルタの遅延時間と現在の推定回転数 ω_c から $2\theta_d$ に相当する遅延補正角度 θ_d' を演算し次式にて補正後角度 θ_2 を求める。

$$\theta_2 = \theta_1 - \theta_d' \dots\dots\dots (4-24)$$

θ_2 は2分周処理を行い θ_3 に変換される。

$$\theta_3 = \frac{\theta_2}{2} \dots\dots\dots (4-25)$$

最後に次式のように θ_H を加えることで, 推定磁極位置 θ_c を求める。また, その微分値から推定速度 ω_c を演算する。(4-26)式に(4-23), (4-24), (4-25)式を代入すると(4-28)式のようになり, 磁極位置 θ が求められることがわかる。

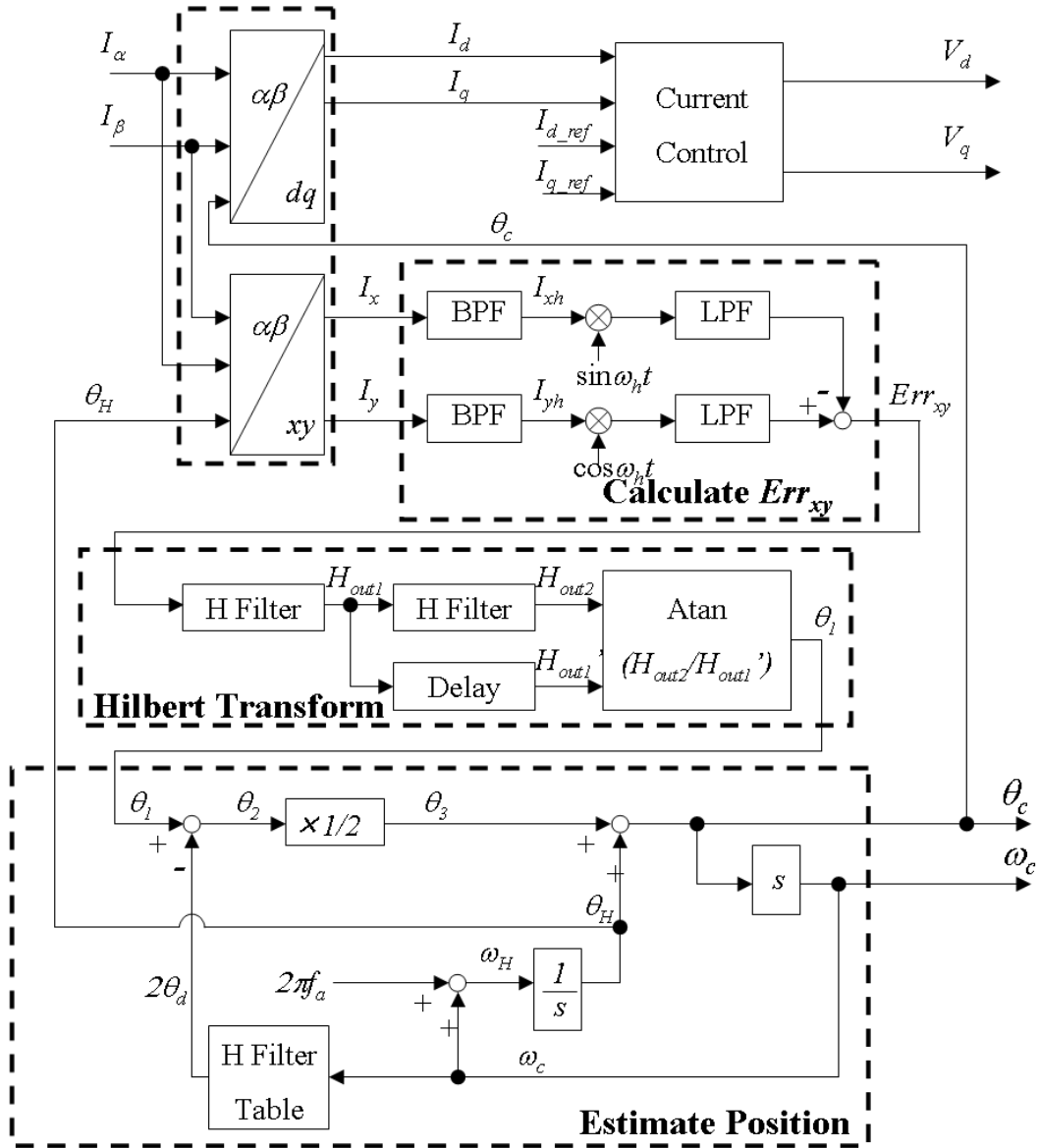


図 4.8 制御構成

Fig. 4.8. Control configuration.

$$\theta_c = \theta_3 + \theta_H \dots\dots\dots(4-26)$$

$$\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt} \dots\dots\dots(4-27)$$

$$\begin{aligned} \theta_c &= \theta_3 - \theta_H = \frac{\theta_2}{2} - \theta_H \dots\dots\dots(4-28) \\ &= \frac{2(\theta - \theta_H) + 2\theta_d - \theta_d'}{2} + \theta_H = \theta \end{aligned}$$

定速回転軸による座標変換とヒルベルト変換部，磁極位置推定部の構成を

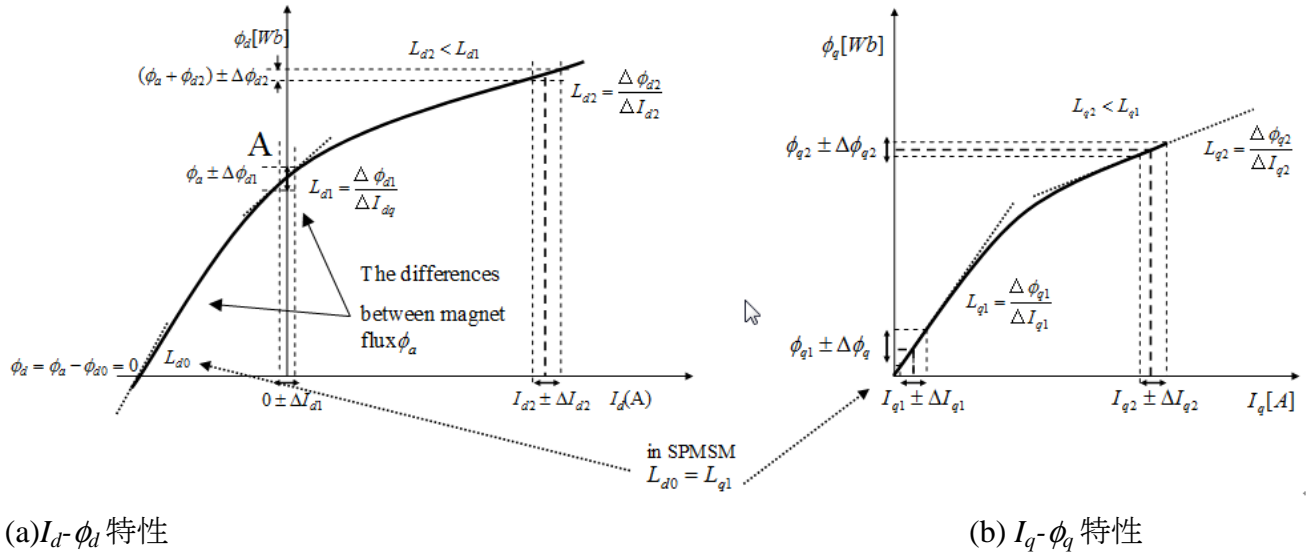


図 4.9 SPMSM の電流-磁束特性

Fig. 4.9. Flux characteristics and current of SPMSM.

Fig.4.8 に示す。

4.3.2.5. SPMSM の磁氣的突極性

SPMSM は、原理的に突極性が無く、dq 軸でインダクタンスの違いが基本的には無い。しかし、永久磁石による磁束のみで、d 軸磁気回路において鉄心が飽和を起こす水準に達している場合、SPMSM であってもわずかながら L_d が L_q よりも小さくなる可能性がある⁽²³⁾。Fig.4.9(a)(b)は、SPMSM における dq 軸電流に対する d q 軸磁束の特性を示している。横軸は dq 軸電流の通電値(I_d, I_q)および任意の電流値近傍での微小電流変化量($\Delta I_d, \Delta I_q$)、縦軸は電流に対する dq 軸磁束値(ϕ_d, ϕ_q)と微小電流変化による磁束変化量($\Delta \phi_d, \Delta \phi_q$)を示している。そして、縦軸に対する横軸の傾きがインダクタンスとなる。

電流無負荷時、d 軸磁束 ϕ_d は、永久磁石の起磁力 F により発生するが、この磁束で鉄心の磁気特性における飽和領域にわずかでも達する場合 Fig.(a)中 A 点において傾きが減少するため、q 軸磁束特性を示す(b)の原点での傾きよりも小さくなる。この結果、図中の L_{d1}, L_{q1} に違いが現れると考えられる。

Fig.4.10 で示すアウターロータ型の集中巻 SPMSM では無負荷時の突極性が

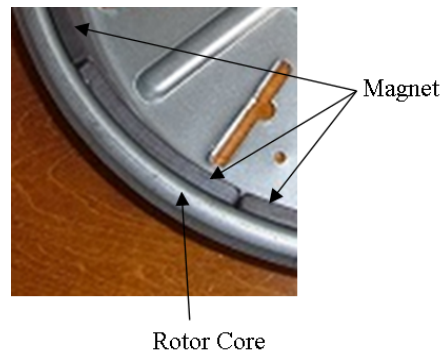


図 4.10 供試 SPMSM の回転子
Fig. 4.10. Rotor of test SPMSM.

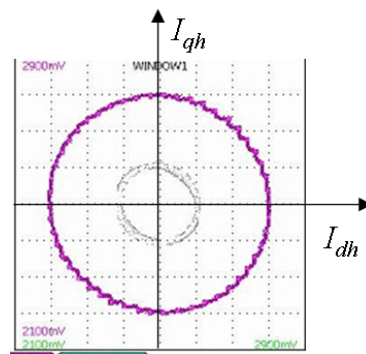


図 4.11 供試 SPMSM の無負荷時の高周波電流の楕円形状
Fig. 4.11. Elliptical shape of the high-frequency current at no load of the test SPMSM.

Fig.4.11 の高周波電流軌跡から測定したところ、1.03 程度であった。Fig.4.11 は式(4-2)の高周波電圧を印加した場合の式(7)の dq 軸の高周波電流軌跡を示している。

4.3.2.6. 磁気飽和による磁氣的突極性の変化

無負荷時においても、磁石磁束の影響で SPMSM にわずかではあるが突極性が現れるため、(4-17)式の Err_{xy} を用いて磁極位置推定が可能となる。

また、既に述べた通り Err_{xy} の SN 比が非常に低下するため、〈4・3・2・3〉〈4・3・2・4〉で述べた信号の常時交流化と交流信号の位相検出法で磁極位置を求める。

しかし、検証した SPMSM は、後述する実機試験で高負荷時に q 軸磁気回路の飽和特性により定格負荷に達する前に突極性が消失するポイントが存在することがわかっている。

そこで本報告では、正の d 軸電流を直流重畳することで磁気飽和を促し、インダクタンス楕円の長軸／短軸比を調整し、適度な突極性を維持することでセンサレス運転を実現する。

Fig.4.9(a)に示した d 軸磁束特性において、正側に d 軸電流を通電するとさらに

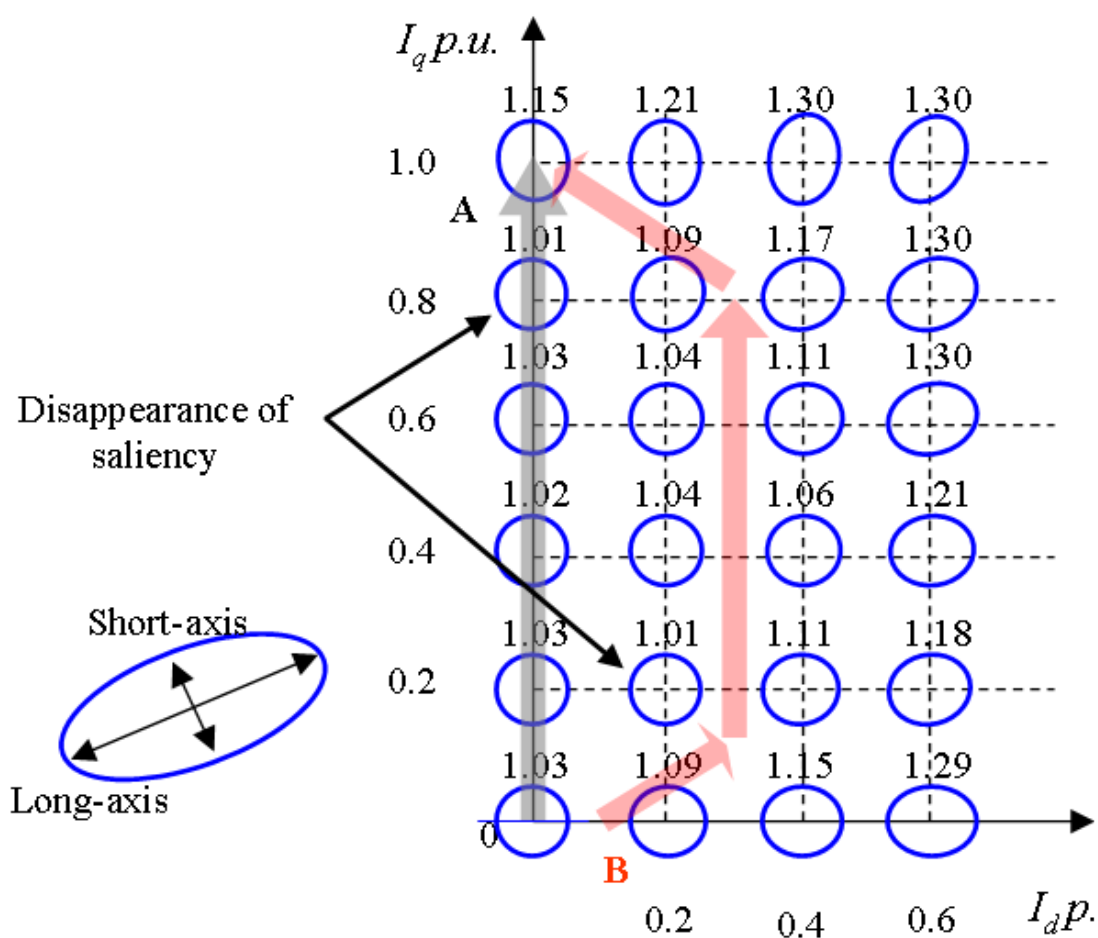


図 4.12 $I_d > 0$ 領域における楕円の突極比の実験結果

Fig. 4.12. Experimental results of long/short axis ratio and elliptical shape in the $I_d > 0$ area.

磁気飽和が進み d 軸磁束 ϕ_d の傾きが低下すると考えられる。

IPMSM では正の d 軸電流を通电すれば式(4-29)で示す PMSM のトルク式において右辺第 1 項のマグネットトルクに対し、第 2 項のリラクタンストルクが逆方向に発生するため、トルク／電流比が大幅に悪化する。しかし SPMSM では最大トルク／電流特性から外れるものの IPMSM 程の悪化はしないと考えられる。

$$T = P\phi_a I_q + P(L_d - L_q)I_d I_q \dots\dots\dots (29)$$

Fig.4.12 は、Fig.4.10 の SPMSM において位置センサを用いた電流制御を行い、任意の dq 軸電流を通电した場合の、高周波電流の楕円形状と測定した楕円の長軸／短軸比を示している。原点では 1.03 であった突極比が正の d 軸電流通電により増加している。また、 $I_d=0, I_q=0.8\text{p.u.}$ の点と $I_d=0.2\text{p.u.}, I_q=0.2\text{p.u.}$ の点では突極性が消失している。 $I_d=0, I_q=0.8\text{p.u.}$ のポイントで突極性が消失する理由であるが、Fig.4.9(a)において $I_d=0$ で d 軸の磁気飽和が進まず、Fig.4.9(b)において q 軸の磁気飽和のみ進むことで $L_d=L_q$ となったと考えられる。一方で $I_d=0.2\text{p.u.}$,

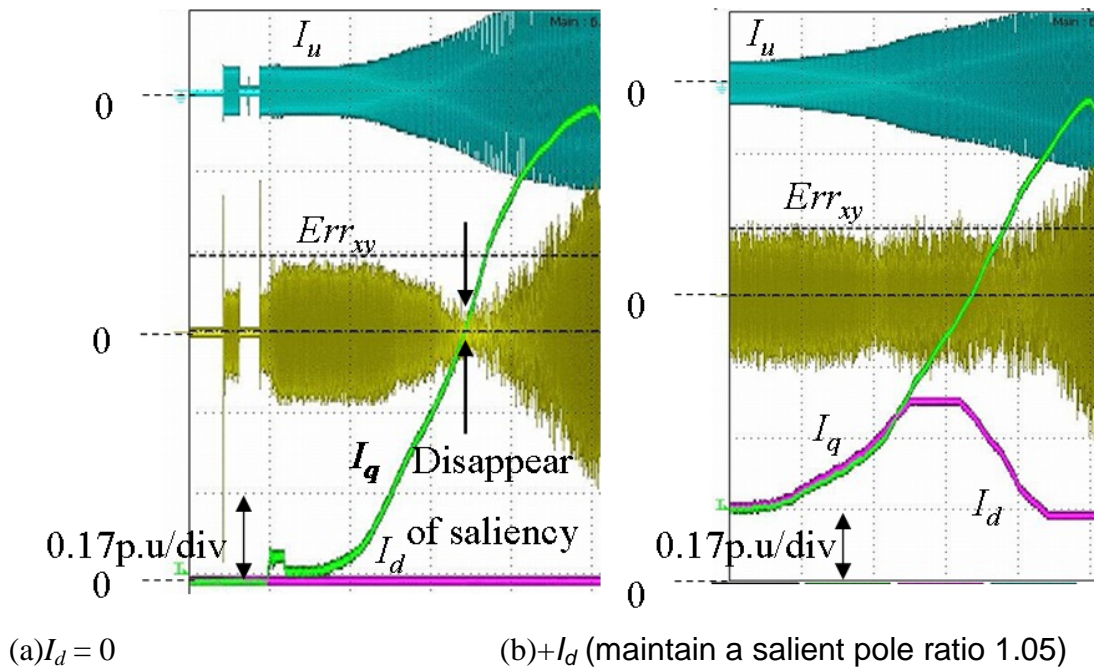


図 4.13 I_q 増加に対する、 Err_{xy} の振幅特性
 Fig. 4.13. Amplitude characteristic of Err_{xy} to increase I_q .

$I_q=0.2\text{p.u}$ の点では d 軸 q 軸共に正の電流を通电しているため両軸で磁気飽和が起こっている状態であるが、d 軸の飽和による L_d 減少量よりも q 軸の飽和による L_q 減少量が上回った結果、 $L_d=L_q$ となったと考えられる。実験では電流の分解能を 0.2p.u 単位で区切ったため上記 $L_d=L_q$ となる 2 点は離れているが、これら 2 点間には $L_d=L_q$ となるラインが存在すると考えられる。以上の検討から、 $I_q=1.0\text{p.u}$ まで電流を通电し、トルクを得るためにはこの 2 点を含む突極比が低下する領域を避ける必要がある。

提案する交流信号検出手法では、本 SPMSM に対して突極比が $1.03\sim1.05$ 程度あれば良好に磁極位置推定できることが実験的にわかっているため、トルク指令あるいは負荷の増加に従い Fig.4.12 の B のように電流ベクトルを選定することとした。Fig.4.13(a)は、位置センサ駆動時に I_q を Fig.4.12 の A 方向で $0\rightarrow1.0\text{p.u}$ まで増やした場合の Err_{xy} を示している。同図(b)は経路 B で増やした場合である。(a)では Err_{xy} の振幅が 0 まで低下し、その後増加している。センサレス駆動時はここで脱調する。一方、(b)は、起動後に Err_{xy} の振幅を突極比 1.05 以下とならないよう電流ベクトルを選択しており、 Err_{xy} の振幅もほぼ一定値を保っている。

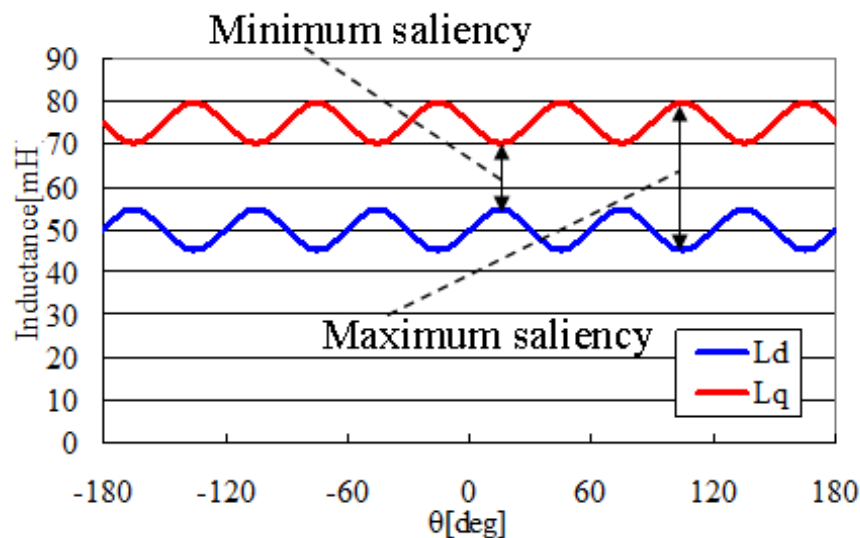


図 4.14 θ に対するインダクタンス特性
Fig. 4.14.Characteristics of Inductance to θ .

なお、一般的な集中巻 PMSM では、スロット高調波の影響により Fig.4.14 のシミュレーションのようにインダクタンスに電気角周波数の高調波成分が発生する可能性がある。このため突極性による磁極位置推定では、電気角 1 周期中の最小突極比が推定可能レベル（本論文では 1.03 以上）である必要がある。本論文に用いた PMSM では特定の電気角において著しい突極性の減少は発生しなかった。これは、検証に用いた PMSM が静音化のため磁束の高調波成分が少ない設計をされているためであると考えられる。なお、スロット高調波の影響で特定電気角における突極性減少が著しい場合は、突極比調整のための d 軸電流成分を増やす必要がある。

4.3.2.7. 局所インダクタンスへの dq 軸間干渉の影響と補正

Fig.4.11 で示した無負荷時のインダクタンス楕円は、突極比が小さいため、長軸方向がわかりづらいが、長軸方向は d 軸と一致している。しかし、dq 軸電流の通電量に応じて楕円の長軸方向が変化することがわかっており、この原因は dq 軸間の軸間干渉の影響であると報告されている^{(30)~(33)}。

dq 軸のインダクタンスを式(4-30)~(4-33)で示す主磁束インダクタンスと局所インダクタンス、軸間干渉インダクタンスの 8 種に分けると dq 軸電圧方程式は式(4-34)のように表すことができる。 I_q , I_d は dq 軸電流, ϕ_d , ϕ_q は磁束である。一方, ΔI_d , ΔI_q は dq 軸電流の微分成分, $\Delta \phi_d$, $\Delta \phi_q$ は磁束の微分成分である。

磁極位置推定のための高周波電流の大きさは(4-34)式右辺第 2,3 項で表されるため局所インダクタンスの影響が大きい。

【主磁束インダクタンス（自己成分）】

$$L_{dd} = \frac{\phi_d}{I_d}, L_{qq} = \frac{\phi_q}{I_q} \dots\dots\dots (30)$$

【主磁束インダクタンス（干渉成分）】

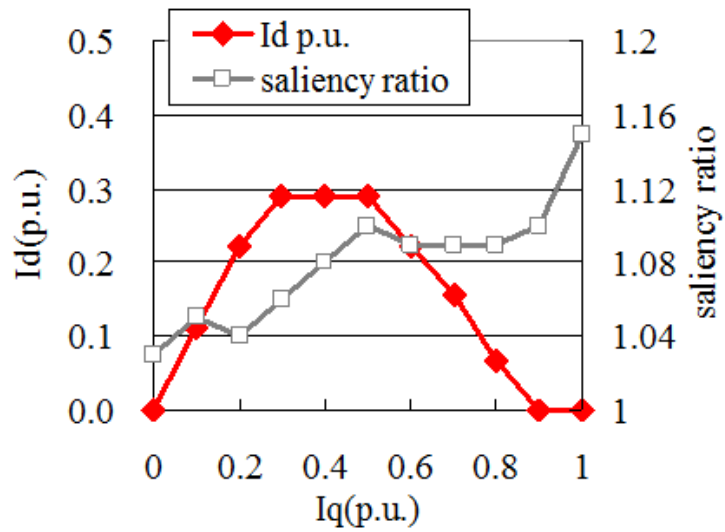
$$L_{dq} = \frac{\phi_d}{I_q}, L_{qd} = \frac{\phi_q}{I_d} \dots\dots\dots (31)$$

【局所インダクタンス（自己成分）】

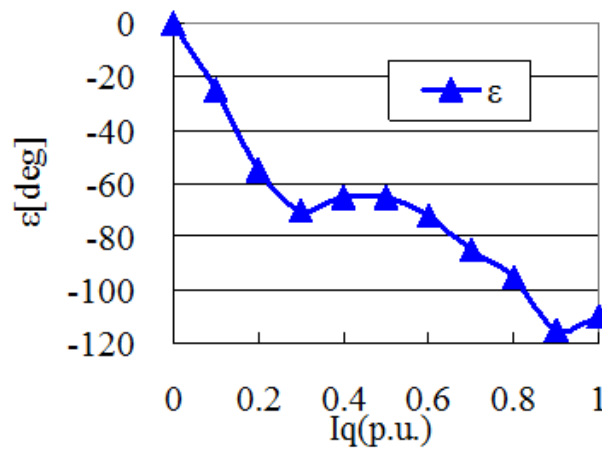
$$L_{dd}' = \frac{\Delta\phi_d}{\Delta I_d}, L_{qq}' = \frac{\Delta\phi_q}{\Delta I_q} \dots\dots\dots (32)$$

【局所インダクタンス（干渉成分）】

$$L_{dq}' = \frac{\Delta\phi_d}{\Delta I_q}, L_{qd}' = \frac{\Delta\phi_q}{\Delta I_d} \dots\dots\dots (33)$$



(a) I_d and saliency ratio



(b) Correction angle

図 4.15 I_q に対する楕円調整用 I_d , 突極比と補正角度
Fig. 4.15. Correction I_d , saliency ratio and angle with respect to I_q .

$$\begin{aligned} V_d &= RI_d + pL_{dd}'I_d + pL_{dq}'I_q - \omega(L_{qq}I_q + L_{qd}I_d) \\ V_q &= RI_q + pL_{qq}'I_q + pL_{qd}'I_d + \omega(L_{dd}I_d + L_{dq}I_q) + \omega\phi_a \end{aligned} \quad (34)$$

そしてインダクタンス楕円の傾き ε は局所インダクタンスの自己成分と干渉成分を用いて次式で表せる。

$$\varepsilon = \arctan\left(\frac{L_{dq}'}{L_{dd}' - L_{qq}'}\right) \dots\dots\dots (35)$$

この楕円の傾き分を補正し、最終的な磁極位置を算出する。なお、この傾き補正処理は、センサレス駆動前に取得した事前データに基づくオフライン処理となるため、制御構成を示す Fig.4.8 には含めていない。

Fig.4.15 に Fig.4.12 の B で選択した q 軸の電流指令値に対する d 軸電流指令値 (a)と補正角度(b)を示す。 I_d を通電することで突極比（長軸／短軸比）を向上できている。また、定格トルク電流 1.0p.u においては d 軸電流を通電せず、q 軸電流のみ通電しているが、この負荷点においては角度補正值が-90deg を超えており、q 軸磁気飽和の結果、長軸／短軸特性がほぼ逆転している。

4.3.3. 駆動試験結果

4.3.3.1. 停止時磁極位置検出特性

Table.4.2 に駆動試験の実験条件、Fig.4.16 に無負荷状態での停止時磁極位置推定と起動時の磁極位置 θ 、推定位置 θ_c 、U 相電流 I_u 、 Err_{xy} の波形を示す。高周波印加電圧は高周波電流振幅が定格電流の 0.1p.u 程度になるよう印加しており、良好な起動特性が得られている。無負荷起動時の突極比は 1.03 であり、 L_q - L_d に比例する Err_{xy} が観測できていることがわかる。

4.3.3.2. 高負荷運転特性

表 4.2 実験パラメータ

Table 4.2. Experimental parameters

Item	Value
Rating output [W]	300
Inverter DC link voltage [V]	200
Switching frequency [kHz]	5.0
Resolution of the current detection	4p.u./12bit (0.001p.u./L SB)
Amplitude of the high-frequency current	0.1p.u.
Frequency of the high-frequency current[Hz]	300
Pole pair number of motor	24

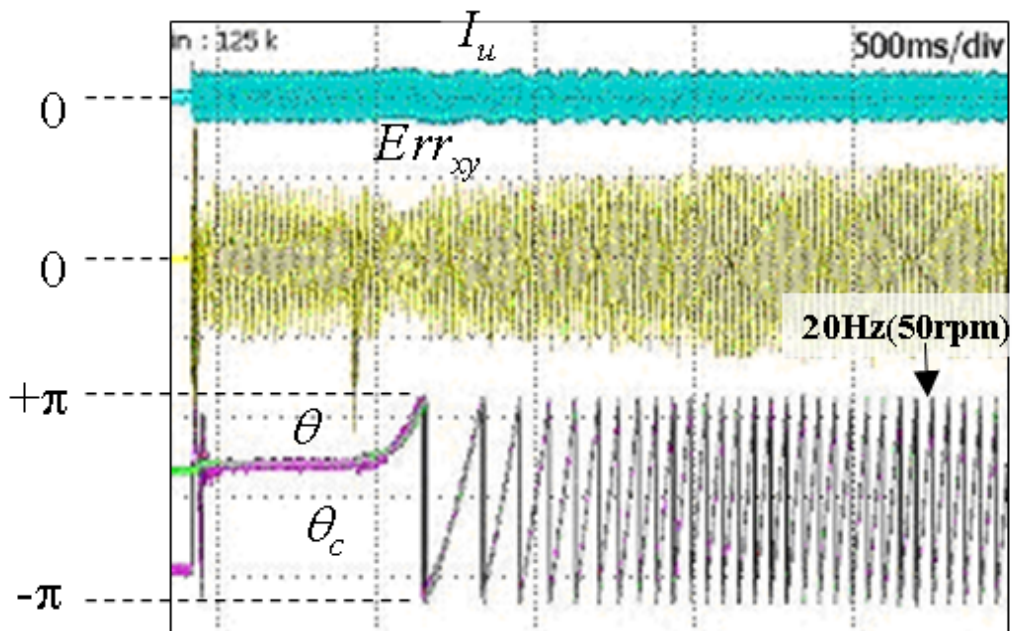


図 4.16 無負荷時の停止および起動特性

Fig. 4.16. Characteristics of start-up and standstill at no load.

Fig.4.17 は、起動後緩やかに負荷トルクを増加させた場合の Err_{xy} , 位置センサ (エンコーダ) に対する角度誤差 $\Delta\theta$, dq 軸電流指令値を示している。dq 軸の電

流指令値に基づき角度を補正しているが、磁気飽和および軸間干渉の影響を完全には補正できずに位置推定誤差が発生している。推定誤差は最大で $\pm 15[\text{deg}]$ 程度であるが、SPMSMではマグネットトルクのみであるため96.6%のトルクが得られる。また、Fig.4.12で示す本SPMSMのインダクタンス特性では、定格1.0p.u.付近ではd軸磁気飽和を発生させる正のd軸電流は低下させても良いためインバータの最大定格電流を超過する恐れは少ないと考えられる。

4.3.4. 本章のまとめ

SPMSMに対する低速センサレス駆動に関して検討し、以下の結論を得た。

① $\sin 2\Delta\theta$ 成分 Err_{xy} を常時交流化することにより低 SN 比である突極比最小 1.03 程度まで磁極位置推定可能となる。

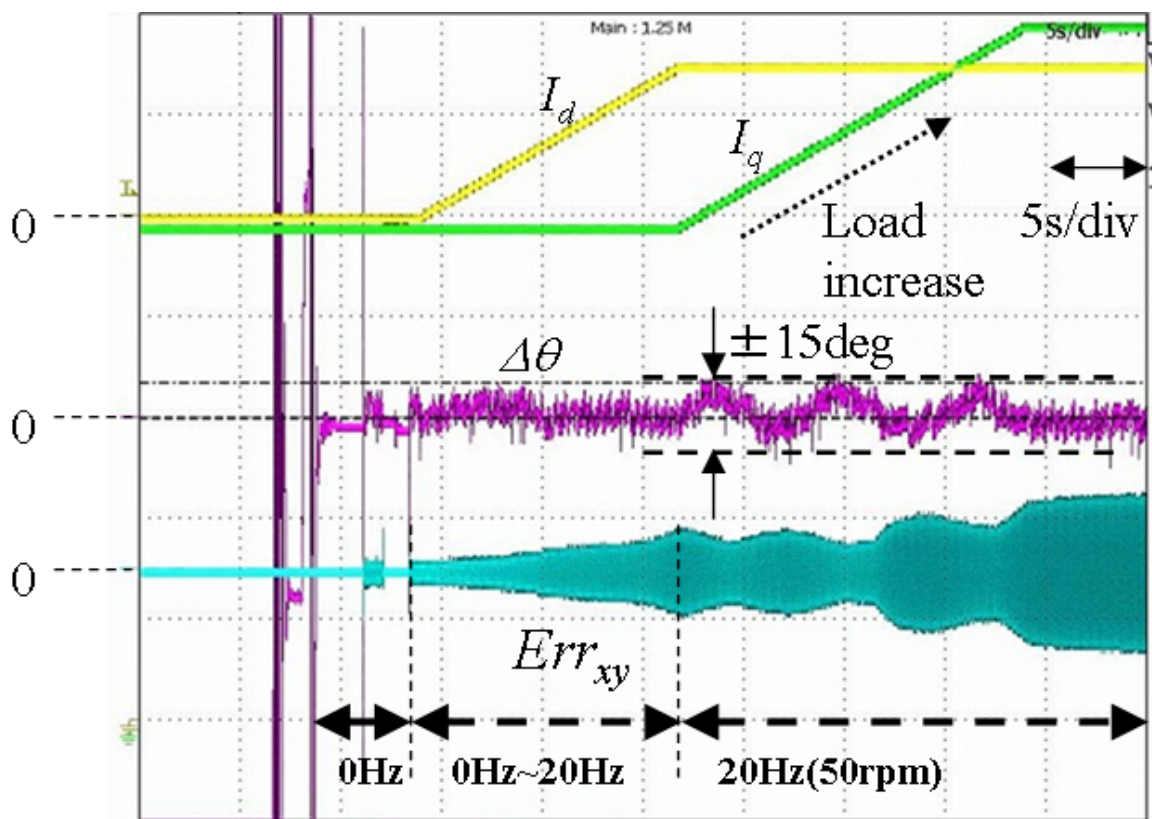


図 4.17 負荷増加時の磁極位置推定誤差

Fig. 4.17. Position estimation error of load increase during.

②正の d 軸電流による磁気飽和で SPMSM の突極比を調整し，①の条件を満たすことができる。

この結果，低速で定格負荷に対する $1.0p.u$ 程度においてもセンサレス運転可能である。

以上から，提案する低速センサレス駆動法は，従来問題であった PMSM の構造要因で決まるセンサレス運転の特性を d 軸電流により調整することができ，幅広い用途の PMSM をセンサレス運転できると考えられる。

これらの結果により，多種多様なモータに対してもセンサレス運転が可能となることから，磁極位置センサを廃し，ドライブシステムを小型化できると考えられる。今後は，急激な負荷変動や速度変動に対する検討を行っていく。

第5章 永久磁石同期モータの小型化

5.1. 可変速運転永久磁石同期モータの課題

可変速運転永久磁石同期モータは、永久磁石によるマグネットトルクと、鉄心の吸引力であるリラクタンストルクを併用することで、高い効率と広い可変速運転範囲を持つことが特徴である^{(34)~(37)}。これにより、同程度の出力を持つIM等のモータに比べ小型化が可能となっている。

しかし、広い可変速運転範囲の中で、低速大トルク・高速低トルクの2領域を同時に高効率に設計することは困難である。この原因は、回転子の磁石磁束は、全運転範囲をカバーできるように選ぶ必要があるからである。Fig.5.1 は、表 5.1 に示す機器のモータの運転範囲に対する効率特性のシミュレーションである。

広い範囲でモータ効率が90%を超えているが、低速や高速の一部では効率が低下している。

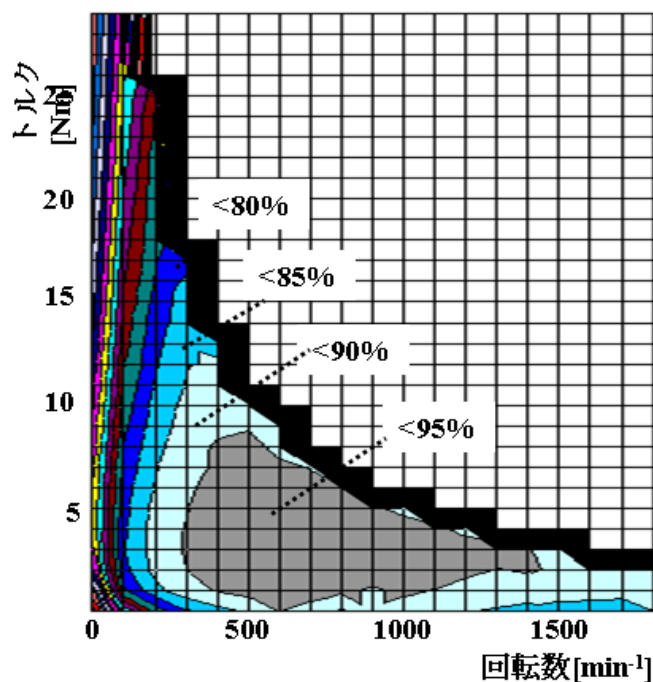


図 5.1 永久磁石同期モータの効率特性

Fig. 5.1. Efficiency characteristics of PMSM.

表 5.1. 永久磁石同期モータのパラメータ

TABLE 5.1. Specifications of PMSM

項目	数値	単位
極数 P	48	—
R	4.2	Ω
L_d	0.035	H
L_q	0.037	H
ϕ_a	0.14	Wb

一般に高トルク領域では ϕ_a が大きいほど電流が小さくて済むため銅損は減少する。しかし、高回転・低トルクの負荷点で、大きな ϕ_a のため、端子電圧制限による弱め界磁電流が大きくなり、銅損が増加するほか、 ϕ_a による鉄損も大きくなる。

つまり、 ϕ_a は、出力トルク・回転数によって最適値が決まる。モータの使用される運転点の数だけ最適値が存在することになる。

Fig.5.2.は、磁石磁束 ϕ_a を表 5.1 に比べ $\pm 50\%$ 変化させたモータの運転範囲に

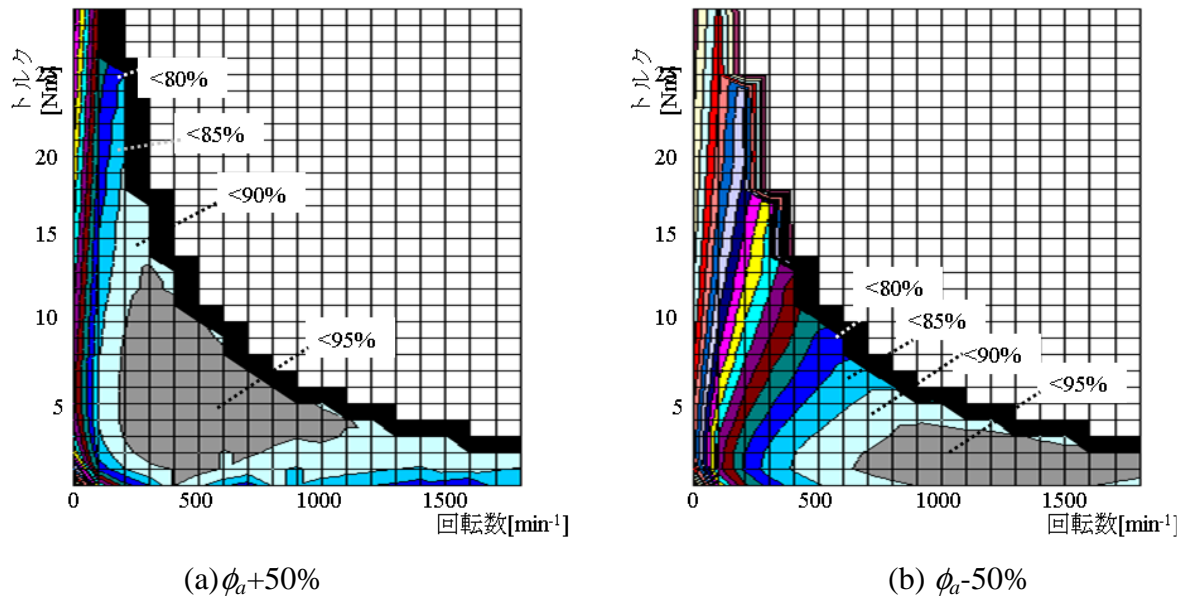


図 5.2 ϕ_a を変化させた永久磁石同期モータの効率特性

Fig. 5.2. Efficiency characteristics of PMSM changed ϕ_a .

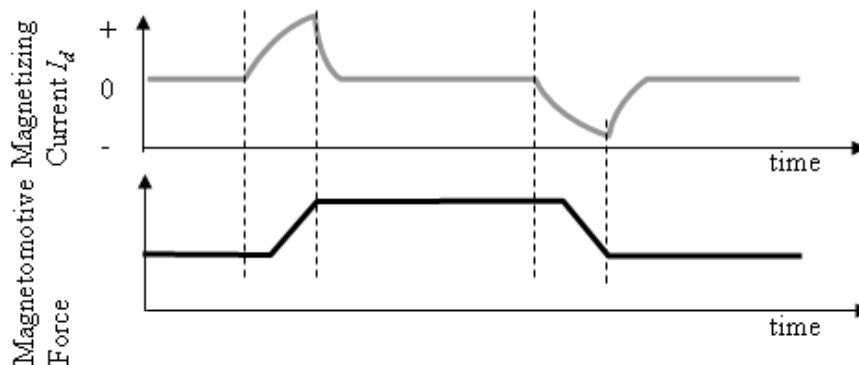


図 5.3. 磁化電流と可変する磁石磁力

Fig. 5.3. Magnetizing current and magnetomotive force of the variable magnetized magnet.

対する効率特性を示している。

それぞれのモータは、効率の高い領域が低速大トルク(+50%)、高速・低トルク(-50%)へとシフトしていることがわかる。この2つのモータを切り替えながら運転することができれば、Fig.5.1のモータよりも総合的な効率は高くすることができると考えられる。

5.2. 可変磁力メモリモータ

可変磁力メモリモータは、モータの回転子に設置した永久磁石の磁束を可変するモータである^{(37),(38)}。可変方法は、Fig.5.3で示すように駆動用のインバータで瞬時的なパルス電流を通電し、永久磁石の磁力を変化させる。電流の通電は変化させる一瞬で良く、その後は磁石磁束の状態が継続する。

5.3. 分数スロットを用いた集中巻可変磁力モータと磁化方法の検討

5.3.1. 概要

モータの中でもPMSMは比較的高効率である。しかし可変速で運転する場合、高回転領域では弱め界磁制御を行うため、銅損が損失を増大させる課題がある。この課題に対し、界磁磁束量を動的に変化させる手段がいくつか提案されてお

り，その一つが可変磁力メモリモータ（Variable Magnetomotive-Force memory Motor：VMFM）である。このモータは，回転子永久磁石として保磁力の低い得級磁石（以下，可変磁石）を用い，固定子巻線にパルス状の電流を流すことで電機子反作用磁界を印加し，可変磁石の磁力を変化させる。運転する負荷点に応じて，可変磁石の磁力を変化させることで広範囲で効率を向上させることができる。

一方，出力密度の向上や製造性の改善に対し，集中巻を用いたモータが多く設計されている^{(39)~(45)}。集中巻は，コイルエンドを短くできるため，銅損の低減

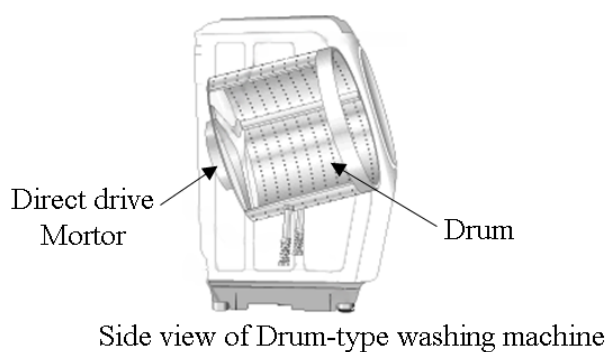


図 5.4. ドラム型洗濯機のモータと構造

Fig. 5.4. Structure of a drum-type washing machine and the drive motor.

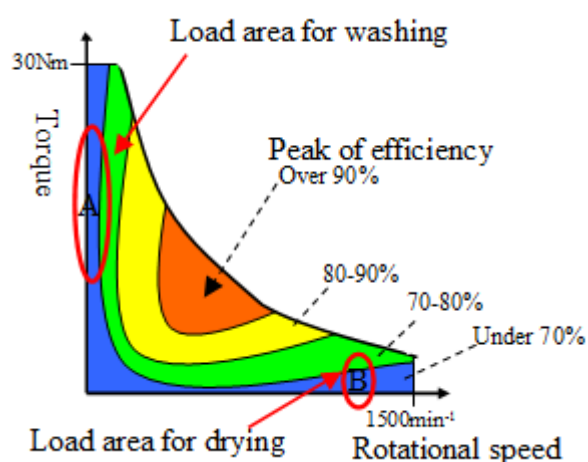


図 5.5. 洗濯機用モータの洗いと脱水の負荷点

Fig. 5.5. Load areas of the washing machine for washing and drying are clearly divided.

とモータ積層を薄くすることができる。Fig.5.3は、洗濯機用の集中巻の扁平型モータを示している。Fig.5.4 は、洗濯機用モータの負荷範囲を示しており、洗いと脱水の負荷が明確に分かれている。

しかし、一般的な集中巻の 1 磁極に対して 3 スロットとなる構成では、巻線係数が低くなってしまう。また分布巻と比べてコアが磁気飽和しやすいことが問題であり、これらの問題を解決するために、磁極あたりのスロット数が分数となるモータが提案されている。

可変磁力メモリモータは、磁気飽和の影響を考慮し、分布巻で先行して研究されているが^{(46)~(50)}、集中巻の分数スロットを用いた場合の可変磁石に対する磁化特性や磁化の手法については今まで詳細に明らかにされてはいない^{(51),(52)}。

本研究は、集中巻分数スロットの可変磁力メモリモータについて以下の 2 点について検討する。

- (1) 整数スロットと分数スロットの磁化特性の違い
- (2) 分数スロットに適した磁化制御法

これらを検討し、集中巻分数スロットを可変磁力メモリモータに適用することにより大きく磁化すなわち可変範囲をとれることを示し、従来の PMSM に対して効率の改善が可能なことを実験で検証する。

5.3.2. 可変磁力メモリモータの原理

5.3.2.1. 磁力可変のための永久磁石

永久磁石は保磁力を有しており、磁気回路中に磁束を発生させる。このため、外部から磁界を作用させて永久磁石の磁力を変化させるためには、永久磁石の保磁力以上の大きな磁界が必要である。しかし、永久磁石に与える外部磁界はインバータにて与える。このため、インバータ定格の数倍以下の電流で発生する磁界に抑える必要がある。一方、保磁力が小さすぎるとモータを駆動するための電流で永久磁石の磁力が変化してしまう。このため可変磁石として用いる

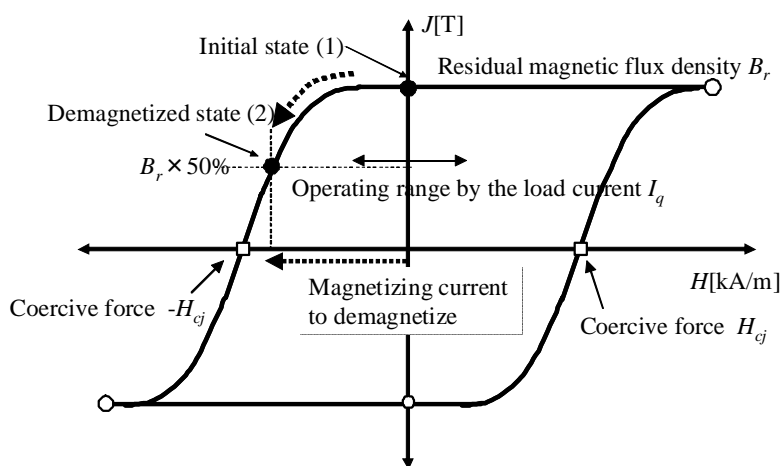
磁石の保磁力は 100～400kA/m 程度が適している。

5.3.2.2. 磁力の可変原理

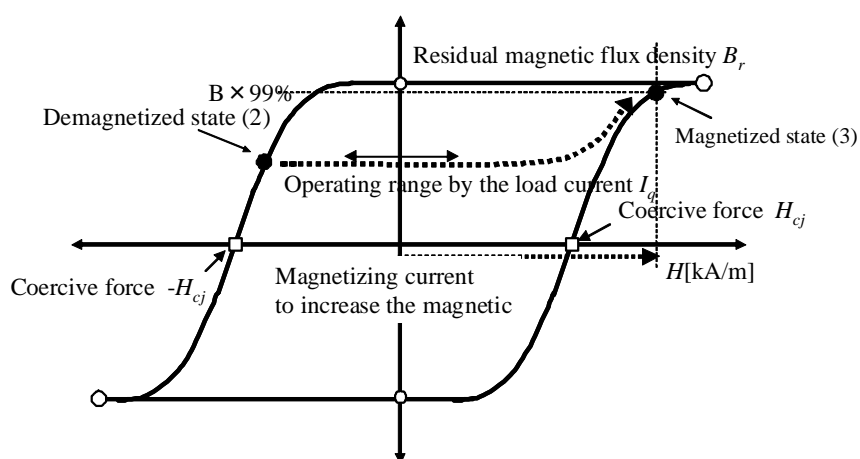
磁化電流を与えた場合の可変磁石の磁気特性の変化について説明する。磁気特性は磁界強度に対する磁化による式(5-1)で表せる。

$$J = B - \mu_0 H \dots\dots\dots (5-1)$$

まず減磁作用について説明する。いま，初期状態として磁石が Fig.5.6(a)の (1)Initial state の点に磁化されている。この状態で減磁させる磁化電流を流す。こ



(a) Decreasing magnetization



(b) Increasing magnetization

図 5.6. 可変磁石の磁化特性

Fig. 5.6. Magnetic property curve of the variable magnetized magnet

の結果、 $-H$ の外部磁界が作用する。すると、磁化は(2)の Demagnetized state の点まで減少する。この後、モータは減磁状態で運転する。減磁状態では、Fig.5.5 の B のように高速・軽負荷の動作点で運転する。モータ駆動のためのトルク電流 I_q による外部磁界は保磁力 H_{cj} よりも小さいため (Fig.5.6.)、可変磁石は I_q の通電では変化しない。

次に、増磁作用について説明する。減磁の後、磁化は状態(2)にある。この状態では磁化させる磁化電流を流し、 $+H$ の外部磁界が作用する。可変磁石は、ほぼ残留磁束密度の点である(3)まで磁化される。増磁状態では、Fig.5.5 の A の低速・高トルクの動作点で運転する。

このように動作点によって可変磁石の磁力を適切に変化させることで広い負荷範囲で高効率な運転が可能となる。

5.3.2.3. 可変磁力メモリモータの構成

VMFM の構成を Fig.5.7.に示す。回転子に設置される磁石は低保磁力磁石と高保磁力磁石を併用している。VMFM は、磁気回路の方式により Fig.5.7 に示すような直列型と並列型に分かれる⁽³⁶⁾。

直列型は、さらに Fig.5.8 で示す 2 種の構成に分けられる。Fig.5.8 (a)は、1 つの極に 2 種類の磁石を埋め込んでいる。これに対し Fig.5.8 (b)は、1 つの極に 1 種類の磁石を埋め込んでいる。本検討では、Fig.5.8 (b)の構成の VMFM について検討する。

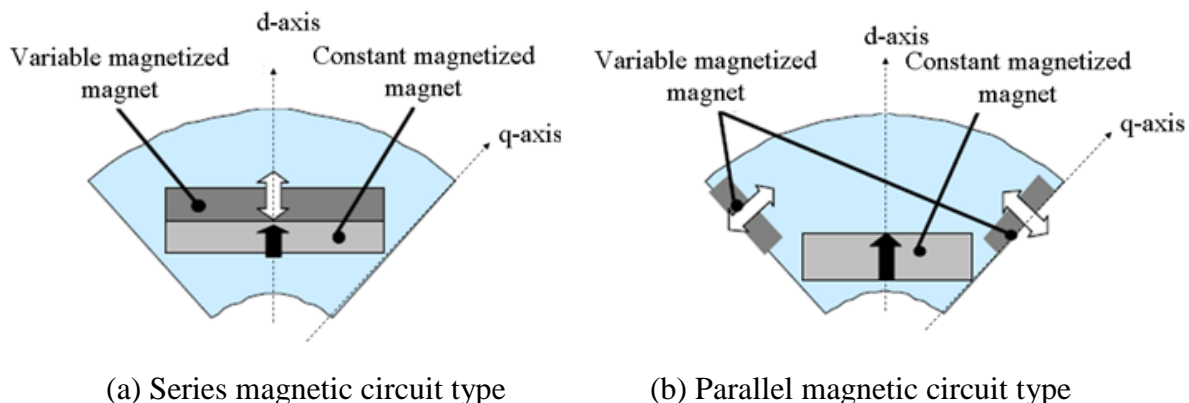


図 5.7. 可変磁力メモリモータの基本構成

Fig. 5.7. Basic configuration of the VMFM.

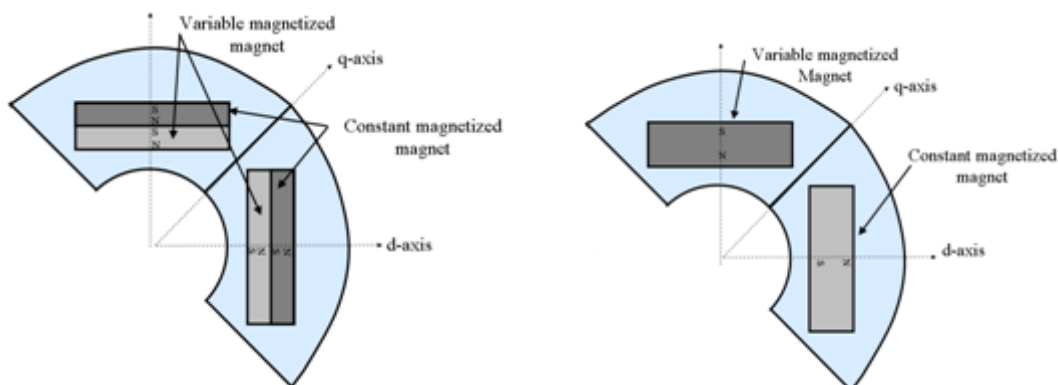


図 5.8. 磁極構成による違い

Fig. 5.8.. Difference arising from the number of magnets.

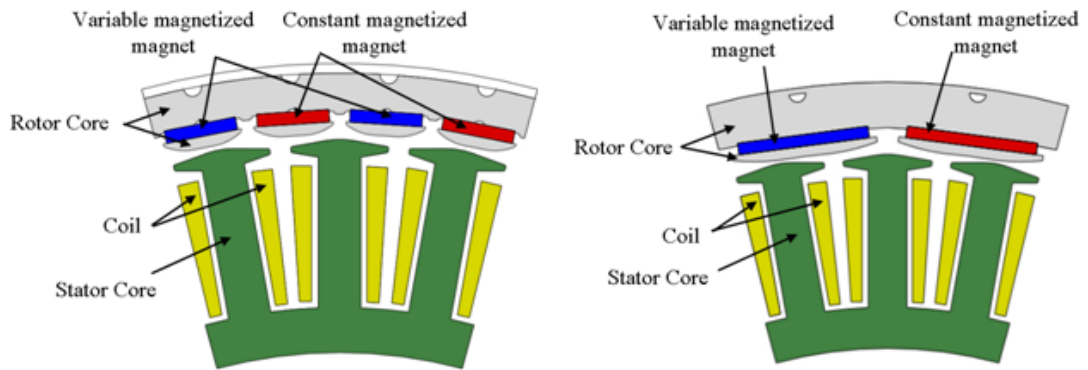
5.3.3. 集中巻分数スロットモータ

5.3.3.1. 集中巻分数スロットモータの検証モデル

Fig.5.9.は集中巻分数スロット可変磁力メモリモータの原理検証モデルを示している。Fig.5.9.(a)は、アウターロータ型の 48 磁極 36 スロットの分数スロットモータ、(b)は 24 磁極 36 スロットのモータである。これらのモータは直列型の VMFM である。そして、可変磁石と固定磁石が極毎に交互に配置されている。

以下では3スロット単位で考える。このため48磁極36スロットは4極3スロット，24磁極36スロットは2極3スロットと表記する。

直列型 VMFM は並列型と比べて磁化電流を低減できる。さらに，固定磁石の



(a) Actual cross sections of a 48-pole 36-slot motor

(b) Actual cross sections of a 24-pole 36-slot motor

図 5.9. 集中巻可変磁力メモリモータの構成

Fig. 5.9. Model of the fractional-slot concentrated-winding VMFM.

影響で可変磁石の磁化の下限值を制限している。すなわち，直列型は，可変磁石と固定磁石が磁気回路上で直列に配置されている。このため，可変磁石には順方向の磁界が常に作用している。これにより，外部磁界は固定磁石の磁界の量だけ増加しているため，電流として与える外部磁界を低減できる。また，常に作用している固定磁石の磁界によって，可変磁石の磁化は一定値までしか下げることができないため，下限値を制限できる。

5.3.3.2. 分数スロットによる作用磁界の増加

4 極 3 スロットと 2 極 3 スロットモータにおいて, Fig.5.10, Fig.5.11 のように磁化電流を流す。可変磁石に作用する外部磁界は式(5-2)～(5-8)であらわす。なお，流す電流値は同じとし，両タイプにおいて，ステータ形状は同一とした。

$$F = NI_d \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

$$\phi_{d2} = \frac{NI_d + F_m}{\mathfrak{R}_g} \quad \dots\dots\dots (5-3)$$

$$B_2 = \frac{\phi_{d2}}{S} = \frac{NI_d + F_m}{\Re_g S} \dots\dots\dots (5-4)$$

$$H_2 = \frac{B}{\mu} = \frac{NI_d + F_m}{\mu \Re_g S} \dots\dots\dots (5-5)$$

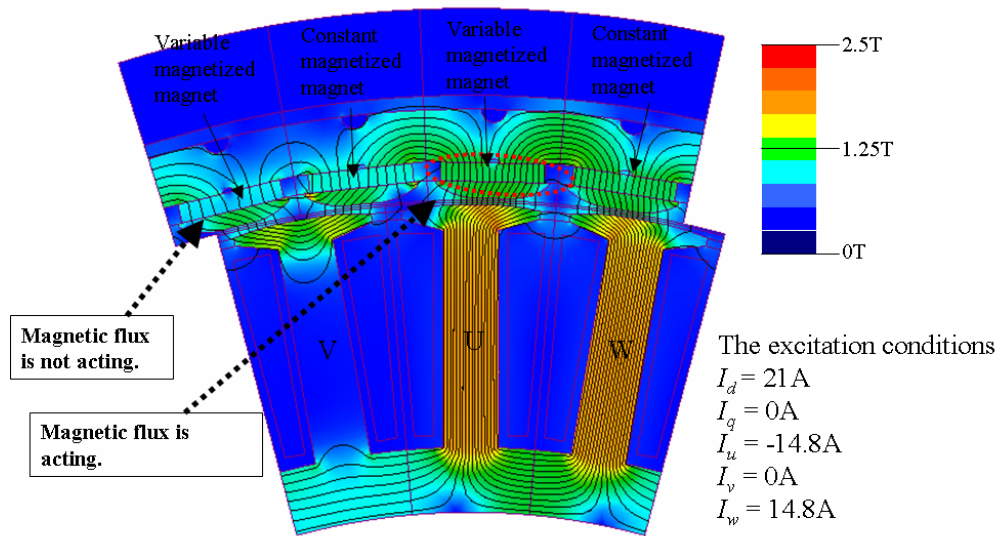
$$\phi_{d4} = \frac{NI_d + \frac{F_m}{2}}{\Re_g} \dots\dots\dots (5-6)$$

$$B_4 = \frac{\phi_{d4}}{\frac{S}{2}} = \frac{2NI_d + F_m}{\Re_g S} \dots\dots\dots (5-7)$$

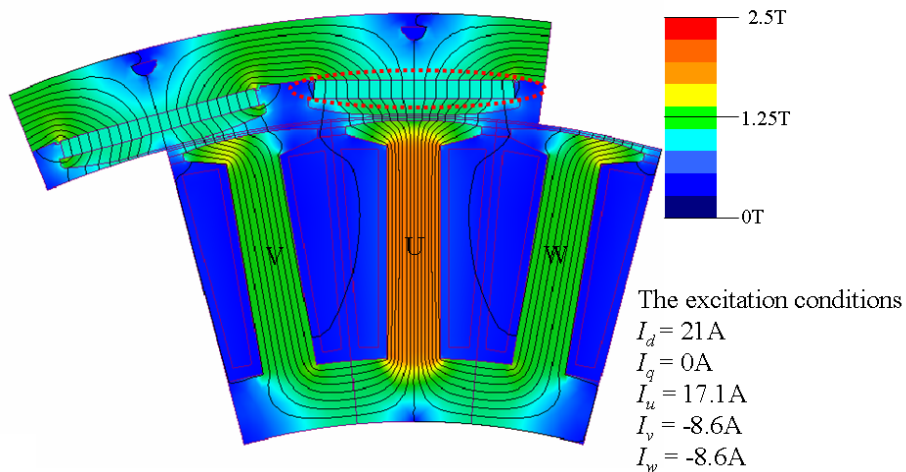
$$H_4 = \frac{B}{\mu} = \frac{2NI_d + F_m}{\mu \Re_g S} \dots\dots\dots (5-8)$$

式(5-5),(5-8)において、電流は同じである。しかし、磁石断面積は異なるため、4極3スロットの方が磁石に作用する外部磁界が大きくなる。磁化電流による起磁力が永久磁石の起磁力に対して大きい場合、この違いはさらに明確になる。

Fig.5.12 は、有限要素法による両タイプの各部磁束密度のシミュレーション結



(a) The four pole/three slot Motor

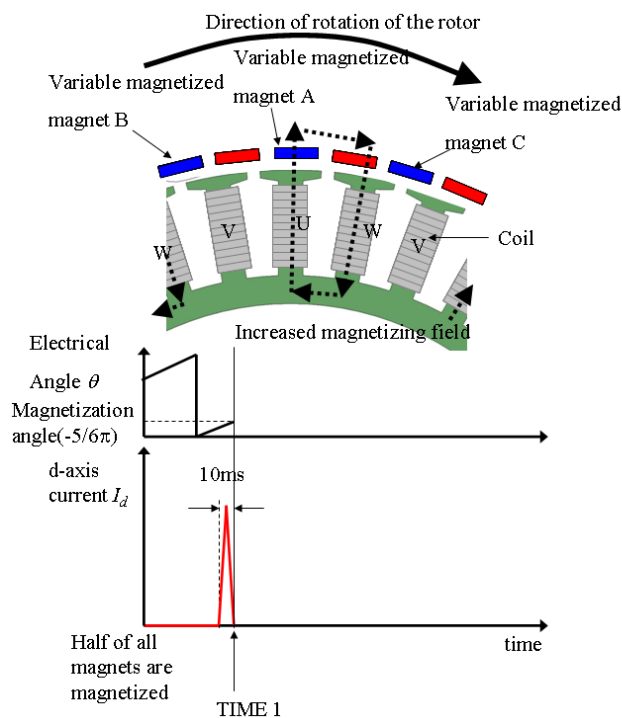


(b) The two pole/three slot Motor

図 5.12. スロット構成の違いによる磁化時の磁束密度の比較
Fig. 5.12. Comparison of the magnetic flux density due to the differences in the slot configuration.

果を示している。なお、磁化電流は同じ値である。ステータコアの磁束密度は同程度である。一方、磁石内部の磁束密度は(b)よりも(a)のほうが高い。適切な分数スロット構成にすることで、可変磁石に対し外部磁界が有効に作用することが示されている。

また、Fig.5.12 (a)では磁束が右側の2つの磁石のみに作用しており、左側の磁石には作用していない。このため、全ての磁石を同じ磁力に磁化するためには磁化電流を少なくとも2回流す必要がある。磁化プロセスを Fig.5.13(a)~(c)で示す。

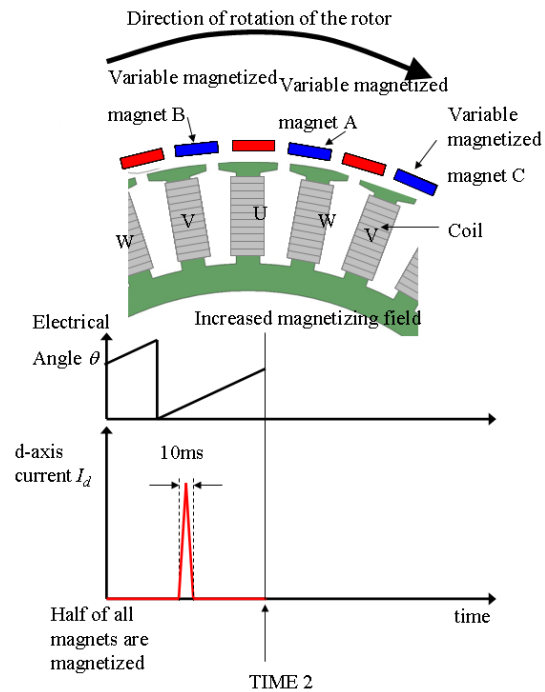


(a) First magnetization

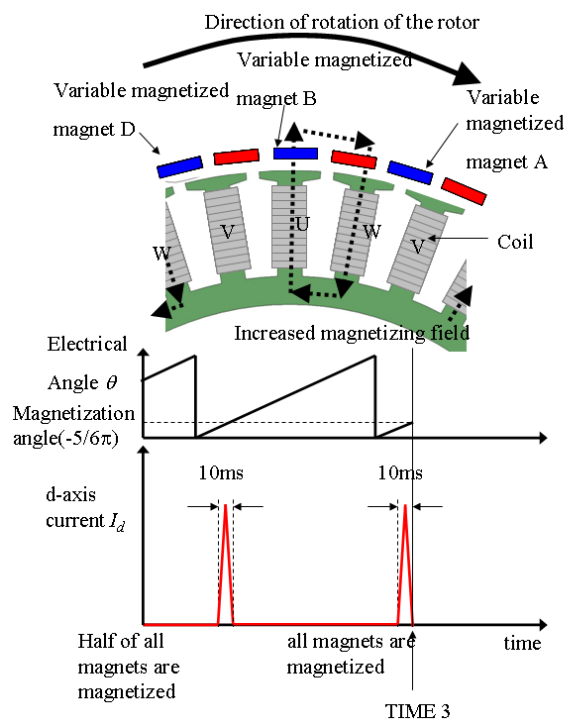
図 5.13. 磁化プロセス

Fig. 5.13. Magnetization process (four-pole/three-slot motor).

まず, Fig.5.13 (a)で示すように電気角が $-5/6\pi$ の位置で 1 度目の磁化電流を流



(b) After first magnetization



(c) Second magnetization

図 5.13. 磁化プロセス

Fig. 5.13 Magnetization process (four-pole/three-slot motor).

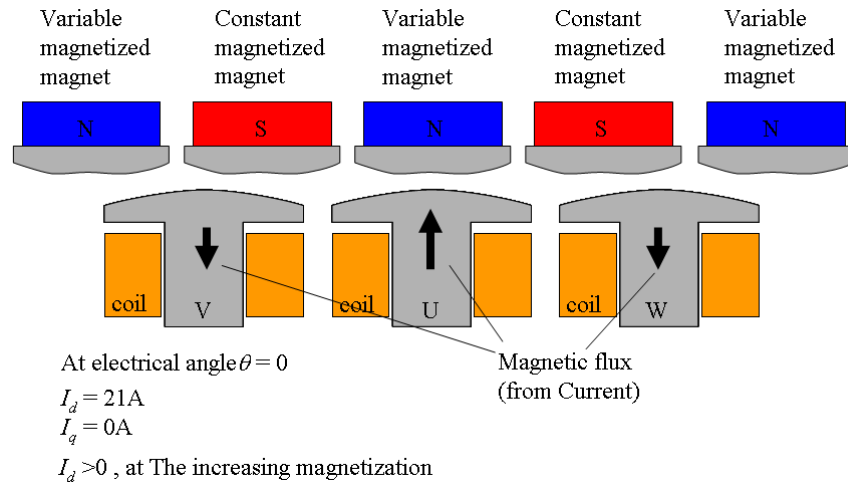
す。電流は、U相とW相にのみ流れる。この電流は I_d である。このとき (TIME1) 可変磁石 A が磁化され、可変磁石 B と C は磁化されない。この後、ロータが Fig.5.13 (b) のように回転していくが、この間に磁化電流は流さない。2 度目の磁化電流の通電は、Fig.5.13 (c) のように電気角 θ が Fig.5.13 (a) と同じ位置になったときである。このとき (TIME3) 可変磁石 B が磁化される。可変磁石 A と D は磁化されないが、これらは 1 度目の磁化で既に磁化されている。

これらのプロセスで全ての磁石が同じ磁力に磁化され、磁化プロセスは完了する。

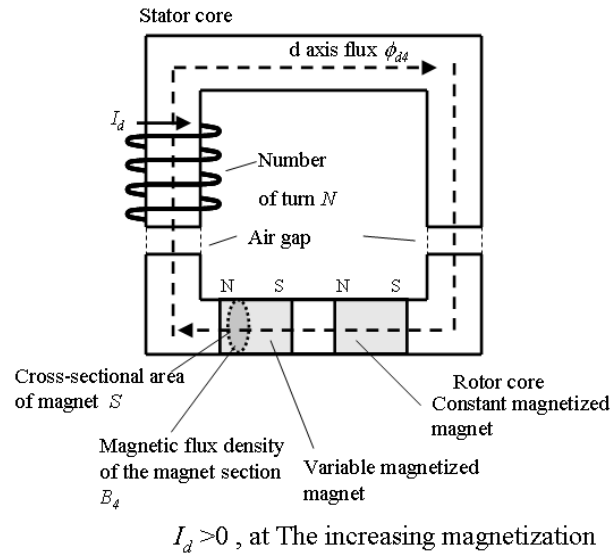
このように、集中巻分数スロットを VMFM に適用する場合、2 回以上の磁化が必要となるが、我々が 4 極 3 スロットの構成を選択した理由は、磁化が 2 回で済むからである。VMFM の製品適用を考慮した場合、磁化回数が多すぎると適用が困難となるからである。

5.3.3.3. 磁化特性の角度依存性

Fig.5.10(a) で示す $-5/6\pi$ の位置では、磁化電流による d 軸磁束は可変磁石を含む 2 つの磁石のみに通っている。一方、Fig.5.14(a) の位置では、4 つの磁石に対して d 軸磁路が形成されている。磁化時の電気角 $-5/6\pi$ と異なる場合、d 軸等価回路は Fig.5.14(b) のようになる。この例では電気角は 0 としており、可変磁石の断面積 S は Fig.5.10 の磁化の場合と比べて 2 倍に増加してしまう。このため、可変磁石の磁束密度と外部磁界は電気角 $\theta = -5/6\pi$ の場合に比べ低下する。この結果、磁化電流を流しても可変磁石の磁力が変化できず、磁化が失敗してしまう。換言すると、4 極 3 スロット構成の VMFM では可変磁石の磁化特性に角度依存性があることを示している。磁化時の磁石断面積 S が最も小さくなる電気角が $\theta = -5/6\pi$ である。これらの特性については後述する実験結果で検証する。



(a) Current phase and magnetization angle



(b) Magnetic circuit models of magnetization

図 5.14. 全ての磁石が同時に磁化される場合

Fig. 13. All magnets are magnetized at the same time (four-pole/three-slot motor). The magnetization angle is not $5/6\pi(0^\circ)$.

5.3.4. 磁化制御

Fig.5.15 は磁化電流の制御とモータ制御の構成を示している。検証用モータは突極性が小さい IPMSM を用いている。このため I_q のみでモータのトルクを制御し、 I_d で磁化を制御しても、磁化電流によるトルクリップルは悪化しない。 I_d は、

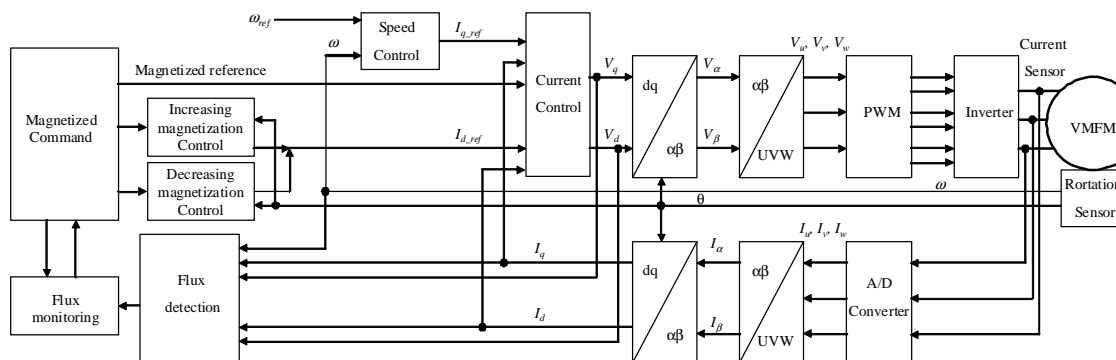


図 5.15. 制御構成

Fig. 5.15. Control configuration.

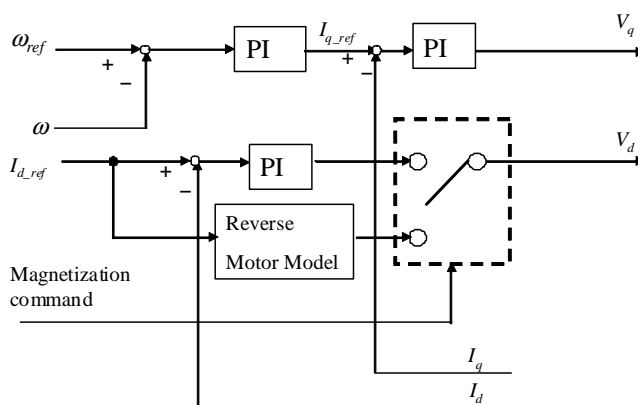


図 5.16. 電流制御の構成

Fig. 5.16. Configuration of the current control.

“磁化角度”である $-5/6\pi$ で2回流す。

また，外部磁界 H は 10ms 程度の短時間のみ可変磁石に作用させれば良い。しかし，前節で述べたように I_d を“磁化角度”と異なる角度で流すと最大（最小）まで磁化ができない。このため，磁化電流の制御は非常に高速な制御が求められる。

Fig.5.16.に示すように磁化指令が与えられている間，磁化電流指令 $I_{d,ref}$ は d 軸のモータ逆モデルを用いて，電圧指令に変化される。つまり，d 軸電流は磁化

指令の間、フィードフォワード制御される。一方、 q 軸電流 I_q はフィードバック制御され、磁化制御は、2つの制御が複合して行う。磁化が完了すると、 I_d はフィードバック制御に戻る。これらの制御により提案法は高速な電流制御とトルクリプルの抑制を実現している。

5.3.5. 実験結果

5.3.5.1. 可変磁力の特性

Fig.5.17, Fig.5.18 は試作した VMFM の回転子および固定子の外観である。表 5.2 は試作モータの主要特性を示している。このモータはアウターロータ型である。

Fig.5.19 は磁化電流をモータに流した時の磁力の可変特性を示している。モータの誘起電圧が磁化電流により 20% 変化しており、このときの磁化電流は 20A(3p.u.)程度である。

Fig.5.20 は、4 極 3 スロットと 2 極 3 スロットの磁化特性の比較を示している。4 極 3 スロットモータは、磁化の最大値がより高くなっており、可変範囲も広がっている。

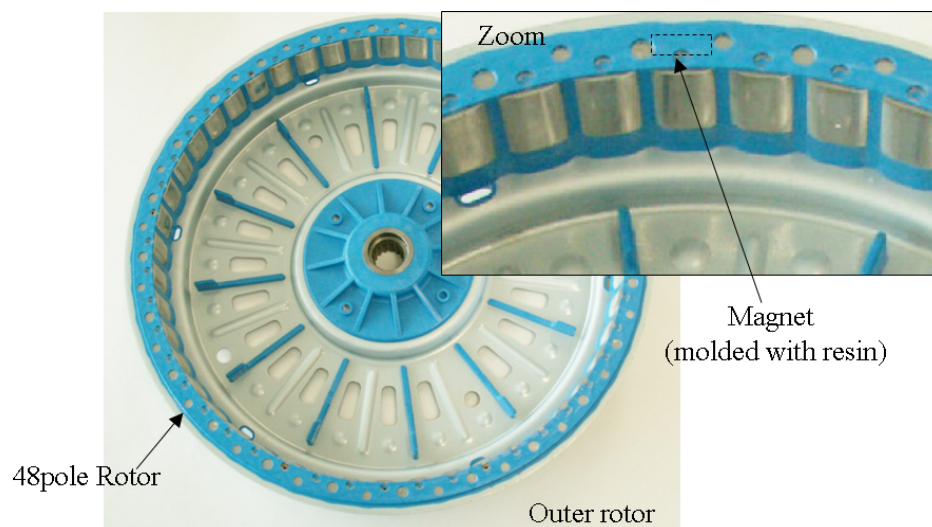


図 5.17. 実験に用いた 48 極 36 スロット VMFM の回転子

Fig. 5.17. Rotor of the VMFM used in the experiment (48 poles, 36 slots)

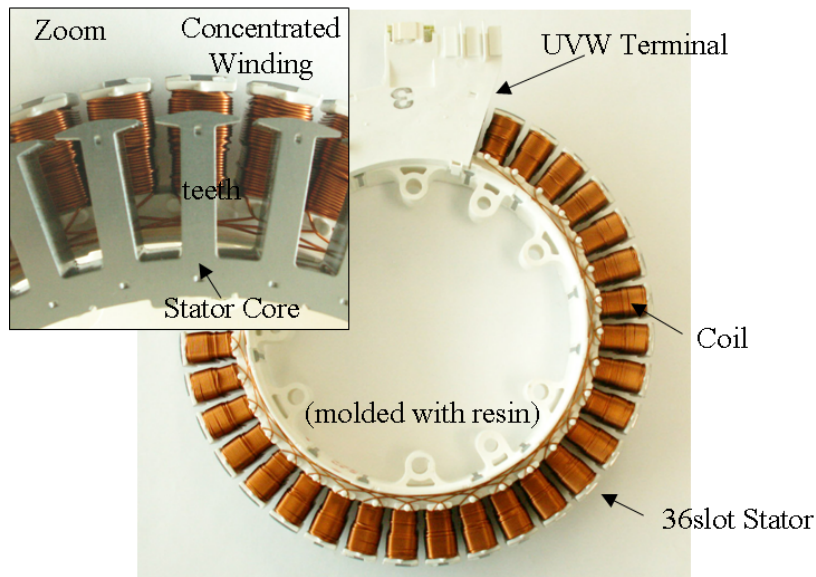


図 5.18. 実験に用いた 48 極 36 スロット VMFM の固定子
Fig. 5.18. Stator of the VMFM used in the experiment (48 poles, 36 slots)

表 5.2 主要モータパラメータ一覧

TABLE 5.2. Key design data

Motor	Motor type	Variable Magnetomotive Force Memory Motor
	Magnetic circuit	Radial gap type
	diameter of the motor	$\phi 252\text{mm}$
	Stack length	40.9mm
	Total weight	4780g
	Saliency ratio(L_q/L_d)	1.05
	Maximum Speed	1500min^{-1}
	Rated Torque	30Nm
	Operating temperature	25°C
Stator	Configuration of the stator	Outward salient : 36slot
	Method of winding	Concentrated Winding
Rotor	Configuration of the rotor	Outer rotor
	Number of magnet	48pole (24 Pair)
	Fixing method of the magnet	IPM
Electrical Ratings	DC Voltage	280V
	Rated current of inverter	7Arms

Fig.5.21 は、磁化時の電気角を変化させたときの磁化特性を示している。可

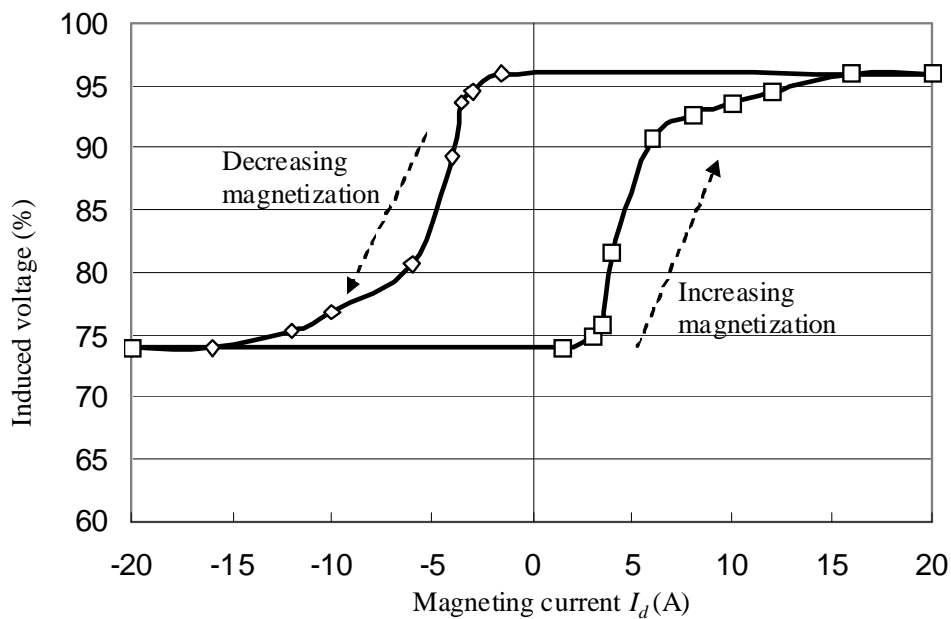


図 5.19. 可変磁力メモリモータの可変磁力特性
Fig. 5.19. Variable characteristics of the VMFM.

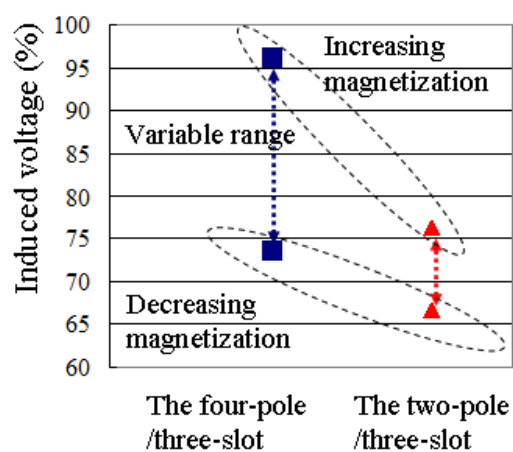


図 5.20. 4 極 3 スロットと 2 極 3 スロットの可変磁力特性の比較
Fig. 5.20. Comparison of the magnetic force variable characteristic of the two-pole/three-slot and four-pole/three-slot motors.

変磁石を”磁化角度”である $\theta = -5/6\pi$ で磁化したとき，最大および最小磁化まで磁化できている。この角度のとき，磁化電流による磁束が可変磁石を含む 2 個

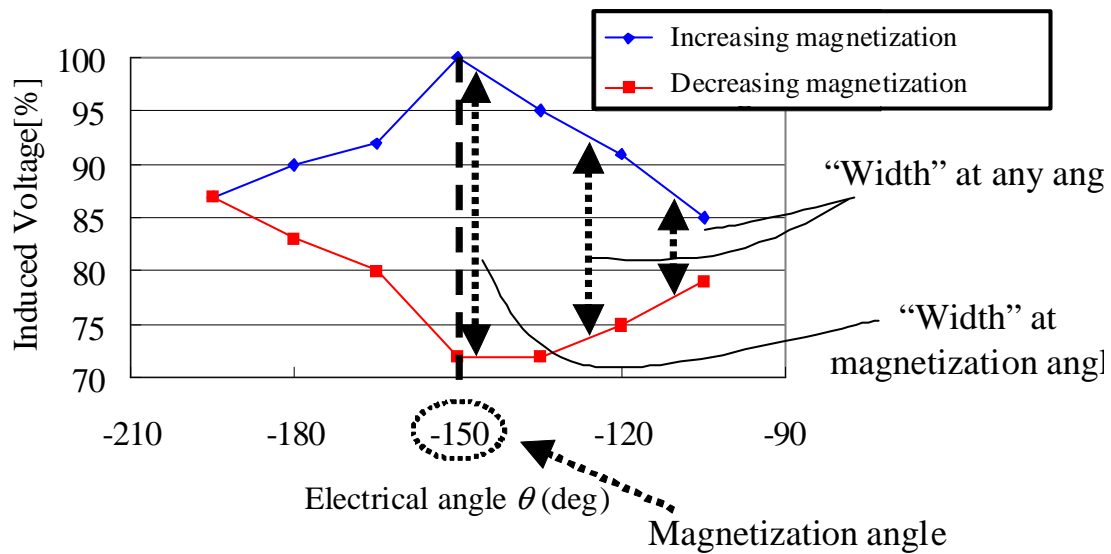


図 5.21. 磁化特性の磁化角度依存性

Fig. 5.21. Angular dependence of the magnetization characteristic.

の磁石のみに作用している。これに対し、この磁化角度から離れた位置で磁化すると、変化幅が減少していく。

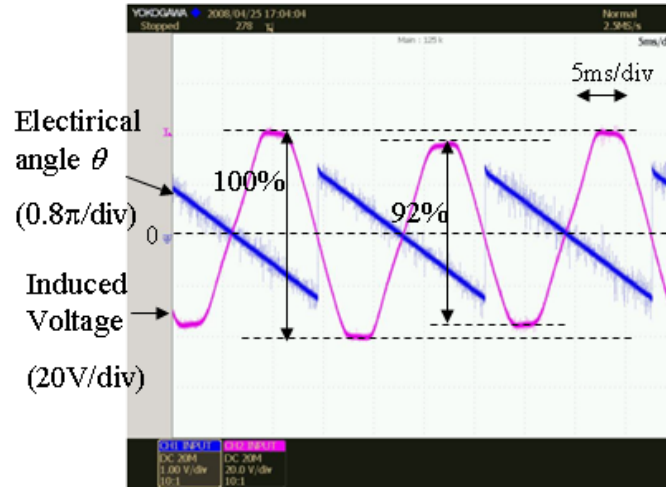
5.3.5.2. 2 回磁化の特性

Fig.5.22(a)は 1 度だけ磁化電流を流した後の 4 極 3 スロットモータの誘起電圧の波形を示している。モータは外部から回転させており、誘起電圧は電流無通電状態で 3 相のモータ端子と中性点間を測定した。

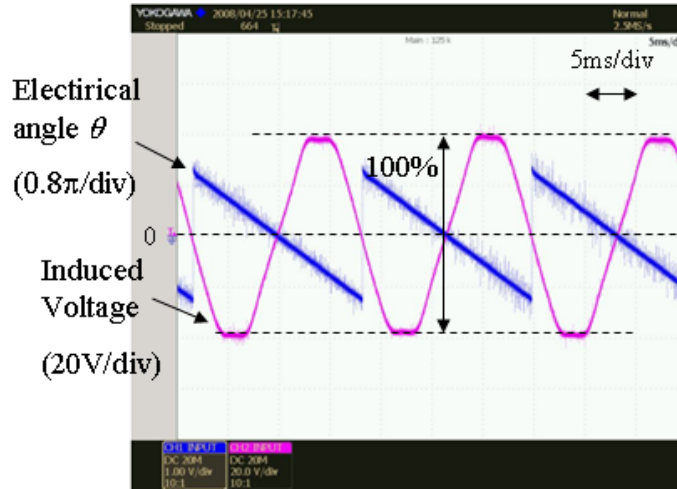
誘起電圧の振幅は 1 磁極対毎に変化している。つまり、全可変磁石の半分だけが磁化されており、残りの磁石との間に磁力の差が発生している。これに対し磁化電流を 2 回流した後は、Fig.5.22 (b)で示すように全磁極が同じ磁力となり、誘起電圧も一定値となっている。これらの結果から 2 回磁化が重要であるといえる。

5.3.5.3. 磁化電流の制御特性

Fig.5.23 は磁化時の電流制御の特性を示している。d 軸電流がフィードフォワ



(a) After the first magnetization



(b) After the second magnetization

図 5.22. 磁化電流通電後の誘起電圧波形

Fig. 5.22. Induced voltage waveform after magnetization.

ード制御とフィードバック制御により 10ms 程度の期間にパルス状に流すことができ、磁化の後に計算した磁石磁束 ϕ_{a_calc} が増加している。電流通電中は、Fig. 5.22 と同じような構成で誘起電圧が測定できないため、磁石磁力の変化を式 (5-9) で演算している。

$$\phi_{a_calc} = \frac{V_q - RI_q - \omega L_d I_d}{\omega} \quad (5-9)$$

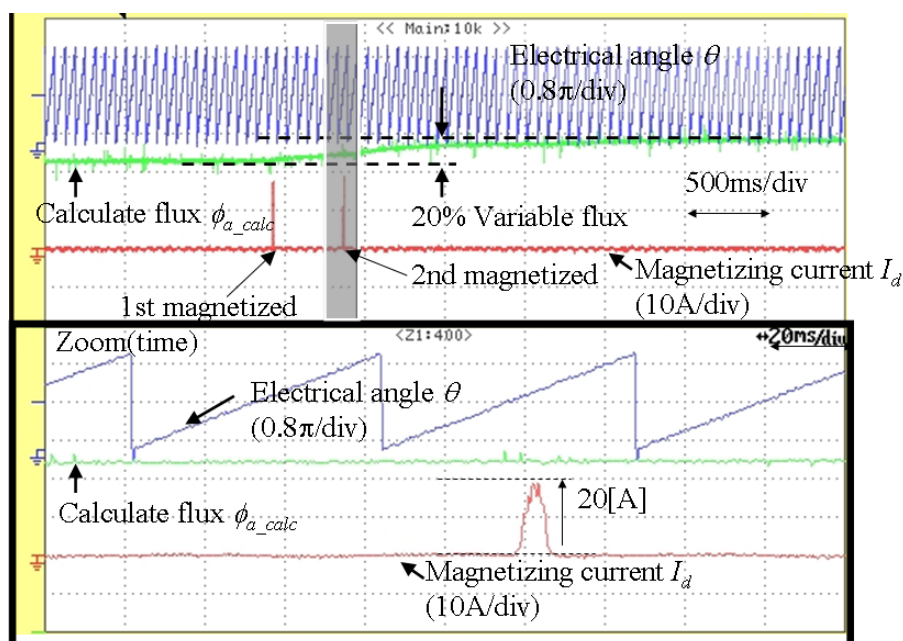


図 5.23. 磁化電流の制御特性と磁力の変化

Fig. 5.23. Control characteristics of the magnetizing current.

where:

ϕ_{a_calc} —calculated motor flux (Wb)

V_q —q-axis voltage (V)

I_d —d-axis current (A)

I_q —q-axis current (A)

5.3.5.4. 効率の改善効果

Fig.5.25(a)(b)は従来の PMSM と集中巻分数スロット VMFM の効率特性の比較を示している。効率を比較する運転点は、Fig.5.5 で示した洗濯機の主要な運転点とした。Fig.5.24 は、洗濯機の洗いと脱水の回転数・トルクを示している。Fig.5.25 (a)は Fig.5.24 の A で示す低回転運転範囲(50min-1)の特性を示している。Fig.5.25 (b)は Fig.5.24 の B で示す高回転運転領域(1200min-1)の特性である。高回

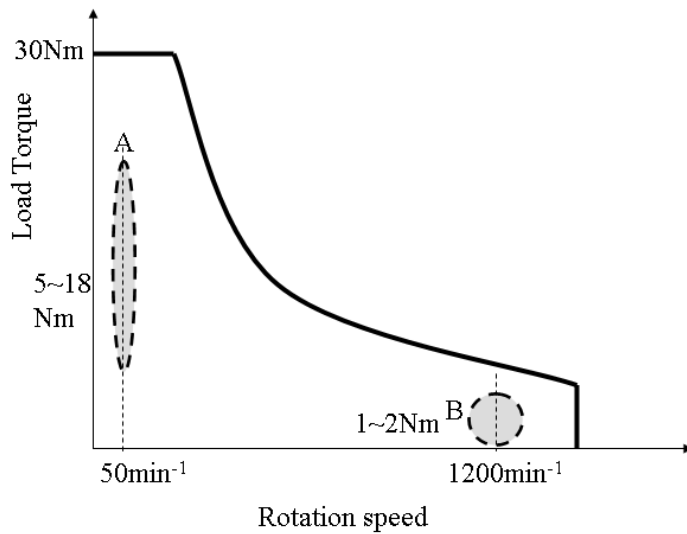
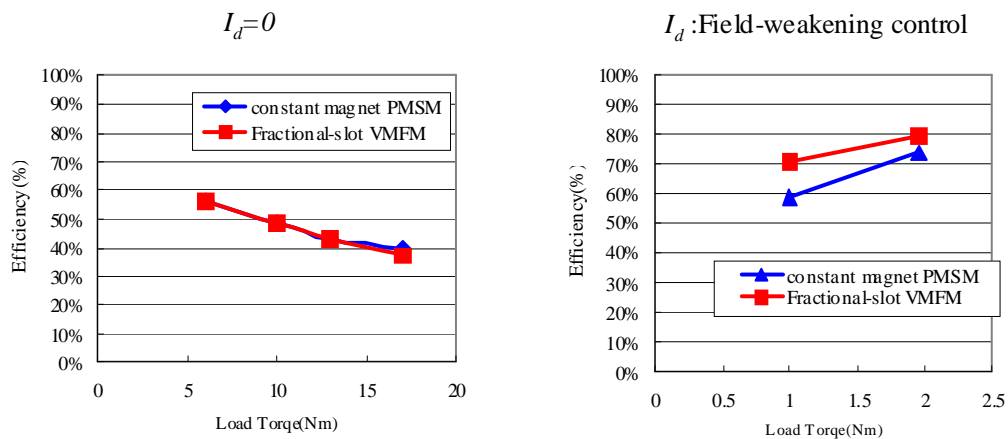


図 5.24. 効率評価の負荷領域

Fig. 5.24. Load area used in the efficiency evaluation.



At low speed area (50min⁻¹).

A variable magnetized magnet is magnetized at “The increasing magnetization” state.

At high speed area (1200min⁻¹).

A variable magnetized magnet is magnetized at “The decreasing magnetization” state.

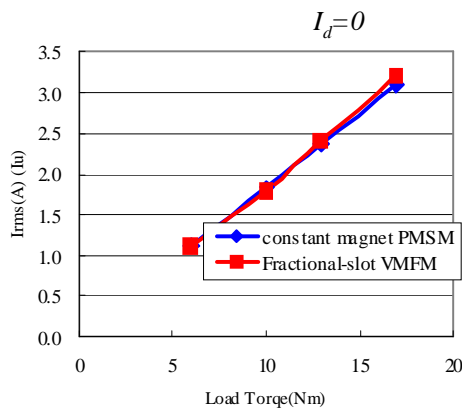
(a) Low-speed area (pointA)

(b) High-speed area (point B)

図 5.25. 可変磁力メモリモータによる効率改善効果

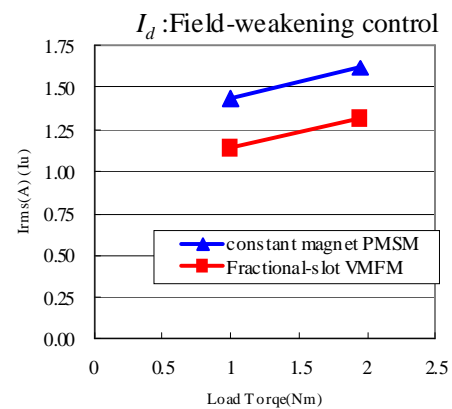
Fig. 5.25. Efficiency improvement of the VMFM.

転運動領域において磁力を減少させることで効率が改善している。この理由は、弱め界磁電流が減ったほか、鉄損が減少したと考えられる。



At low speed area (50min⁻¹).

A variable magnetized magnet is magnetized at “The increasing magnetization” state.



At high speed area (1200min⁻¹).

A variable magnetized magnet is magnetized at “The decreasing magnetization” state.

(a) Low-speed area (point A)

(b) High-speed area (point B)

図 5.26. 可変磁力メモリモータによる通電電流値の減少

Fig. 5.26. Reduction in current I_{rms} of the VMFM.

Fig.5.26(a)は、低速運転範囲における電流値の比較を示している。VMFM は、Fig.5.19 で示した 96%まで磁化を増加させた増磁状態で運転しており、電流実効値 I_{rms} は従来 PMSM と同程度である。これに対し高速運転範囲では同様に Fig.5.19 で示す 75%まで磁化を減少させた減磁状態で運転するため、弱め界磁電流が減少し、電流実効値 I_{rms} が減少していることがわかる。

5.3.6. 本章のまとめ

集中巻分数スロットの VMFM の磁化方法について検討し、以下の結論を得た。

- (1) 4 極 3 スロットの分数スロット構成とすることで増磁においてより高い磁束密度まで可変磁石を磁化できる。
- (2) 半分の磁石を 1 度目に磁化し、残り半分を 2 度目に磁化する。これらを“磁化角度”で制御することにより、有効に外部磁界を作用させることができ、磁化電流を低減することができる。

(3) 電流制御と電圧制御を組み合わせ、高速な磁化電流制御ができ、これにより磁化の最大化が実現される。

提案手法により、効果的な磁力可変を行い、従来の **PMSM** と比べ高効率な特性を得られることを実験で検証した。また、同出力のモータを設計する場合、高効率である分、より小型のモータとして実現可能である。

第6章 EMI フィルタの小型化

インバータ回路のスイッチングデバイスとして、近年 SiC を代表とするワイドバンドギャップの半導体素子が用いられるようになってきている。そして、パワーデバイスの高性能化に伴いスイッチングの高速化が加速しており、急激な dv/dt による EMI の悪化が問題となっている。EMI は、スイッチングによる電圧変動によって発生する高周波の漏れ電流が回路の寄生インダクタンス、浮遊容量を通り外部に流れだすことで様々な問題を引き起こす。このため、EMI を抑制できるノイズフィルタによる対策が必要となるが、ドライブシステムの体積に対する EMI フィルタの大型化が課題となっている。

6.1. インバータの EMI 設計

インバータの EMI 設計は、従来機に対し、実機検証を踏まえながら、適正な EMI フィルタを試行錯誤的に決めることが多かったが、近年電磁界解析、回路解析を統合的に用いることで、設計段階で効果的な対策を立てるための技術が確立してきている。特に、パワーデバイスの高精度なモデリング^{(53) ~ (58)} や、電磁界解析を用いた寄生成分のモデリング^{(59) (60)} などにより高精度な解析例が多く報告されている^{(53) ~ (68)}。このように、EMI フィルタの小型化設計に対しては、高精度な EMI 解析技術がキーとなる。

6.2. 高精度パワーデバイスモデルによる SiC インバータの EMI 解析

6.2.1. 概要

本研究では、産業用途の 3 相 400 V インバータをモチーフとし、EMI 規格として CISPR11（工業用・科学用・医療用（ISM）の高周波装置の電磁妨害の許容値および測定法）のクラス A（工業地域環境で使用される製品）⁽⁶⁹⁾ で規定される周波数範囲(150 kHz ~ 30 MHz)を目標とし、詳細なインバータのモデリングを行うことで、上記規格で規定される全周波数領域において実機に対する誤差

±10dB で雑音端子電圧の再現ができることを示す。

さらに、EMI 解析において重要となるパワーデバイスの再現度が雑音端子電圧の周波数・振幅の再現精度にどのように影響しているかについて、具体的な検証を交えながら明らかにする。

6.2.2. 解析対象のインバータ構成

6.2.2.1. EMI 評価システムの構成

Fig.6.1 は、雑音端子電圧の測定構成である。インバータの入力である直流電源、インバータ、負荷抵抗から構成される。また、雑音端子電圧を測定するため LISN (Line Impedance Stabilization Network; 電源インピーダンス安定化回路網) をインバータと負荷抵抗間に設置している。インバータは太陽光発電等の系統連系用であり、出力定格は 3 相 400V_{rms}, 10kW である。

6.2.2.2. 主回路の構成

インバータの主回路構成を Fig. 6.2 に示す。直流電源に接続された 2 レベルの 3 相インバータであり、スイッチング周波数は 20 kHz である。ブリッジ回路に

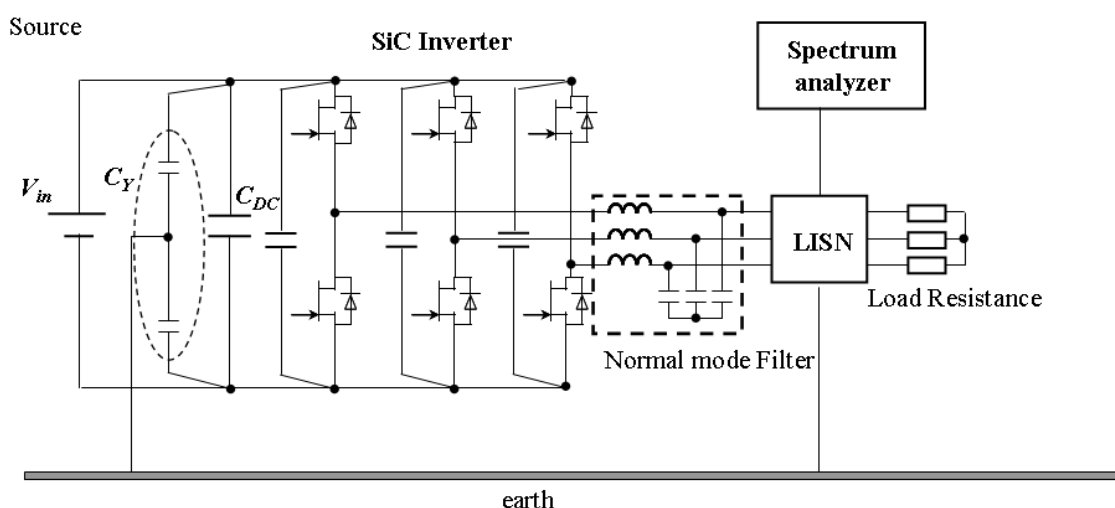


図 6.1 EMI 評価システムの構成

Fig. 6.1. Evaluation system configuration of conducted.

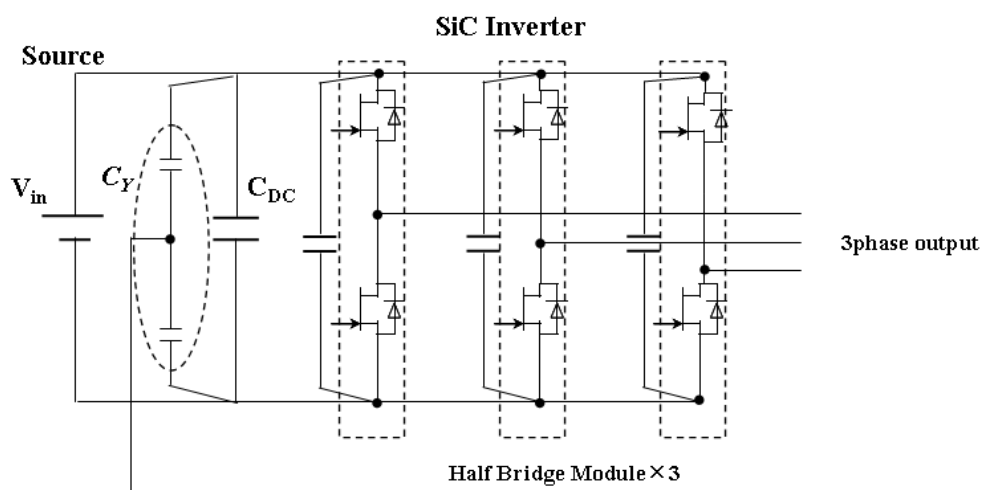


図 6.2 主回路の構成

Fig. 6.2. Schematic of the main circuit configuration.

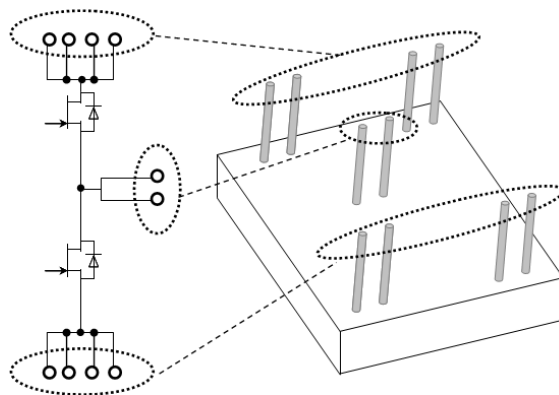


図 6.3 ハーフブリッジモジュール

Fig. 6.3. Illustration of a half-bridge module.

は Fig. 6.3 で示すハーフブリッジモジュールを 3 つ用いている

6.2.3. EMI 解析におけるインバータのモデリング

評価システムのモデリング構成を Fig. 6.4 に示す。プリント基板、パワーモジュール内の配線パターン、各部の接続ケーブルは、その形状に応じて、寄生イン

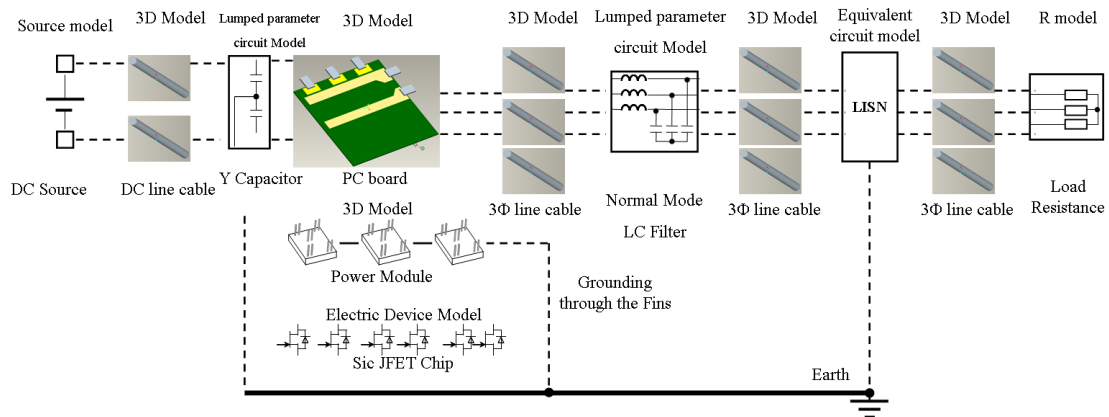


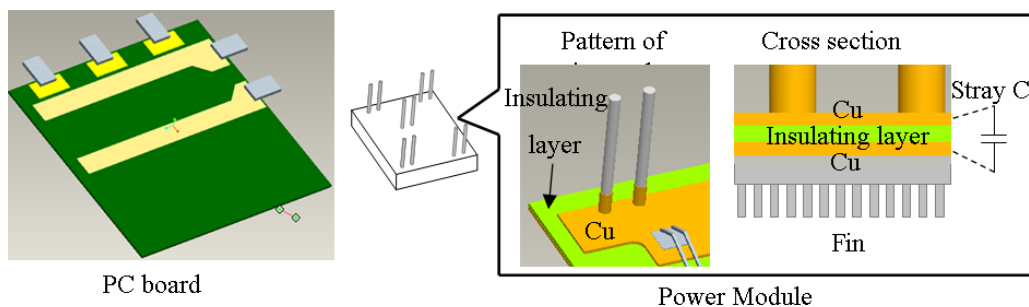
図 6.4 評価システムのモデリング構成

Fig. 6.4. Modeling structure of the evaluation system.

ダクタンス，抵抗，浮遊容量が発生する。このため，これらは 3 次元モデルを作成し，電磁界解析を行うことにより，寄生成分を抽出する。パワーモジュール内に実装されるパワーデバイス，スイッチング特性を電氣的に再現したデバイスモデルを用いる。リアクトル，コンデンサは集中定数化による等価回路でインピーダンスの周波数特性をモデリングする。

6.2.3.1. プリント基板・パワーモジュール・配線ケーブルのモデリング

プリント基板は入力である直流部から出力である UVW の 3 相までのパターン



(a) Model of the circuit board (b) Model of the power module

図 6.5 インバータのモデリング

Fig. 6.5. Illustration of the (a) PC board and (b) Power module of the inverter.

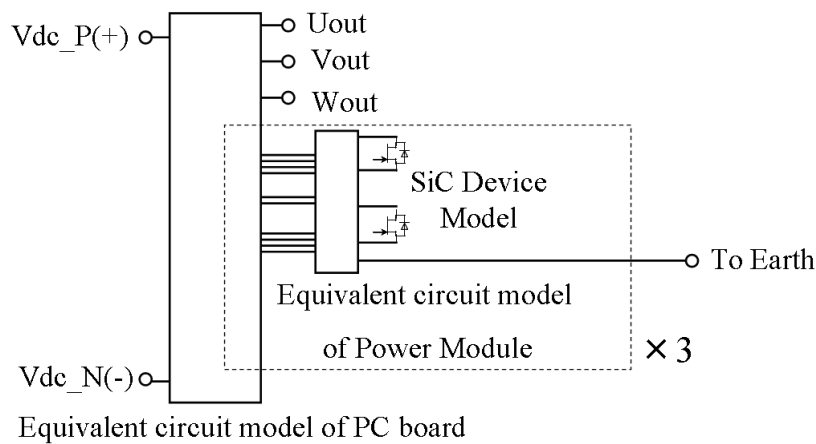


図 6.6 寄生成分の回路シミュレータへの反映
Fig. 6.6. Reflect on the circuit simulator.

と層間の構成をモデル化する。パワーモジュールは内部の配線パターンをモデル化するほか、背面に設置される放熱フィンまでの層構成をモデル化する。Fig. 6.4 で示したように放熱フィンはアースに接地されるため、SiC デバイスとフィン設置部までの層間浮遊容量のモデリングが重要となる。Fig. 6.5(a)にプリント基板、(b)にパワーモジュールの 3 次元モデルを示す。それぞれのモデルから寄生成分を抽出し、LCR のマトリクス状の等価回路として出力し、Fig. 6.6 のように回路シミュレータ上で結合する。出力される等価回路は、Fig.6 で接続されるモデルの各節点間の抵抗、浮遊容量、そして自己・相互インダクタンスを考慮している。

なお、寄生成分抽出は、ANSYS 社の Q3DExtractor による境界要素法にて求め、Fig. 6.7 で例示した等価回路に変換した上で回路シミュレータに組み込んでいく。回路解析は同社の Simplorer を用いた。

6.2.3.2. コンデンサ・リアクトルのモデリング

インバータの出力には、リアクトルとコンデンサで構成されるノーマルモードフィルタが接続される。フィルタを構成する L, C, R の周波数特性は、CISPR11

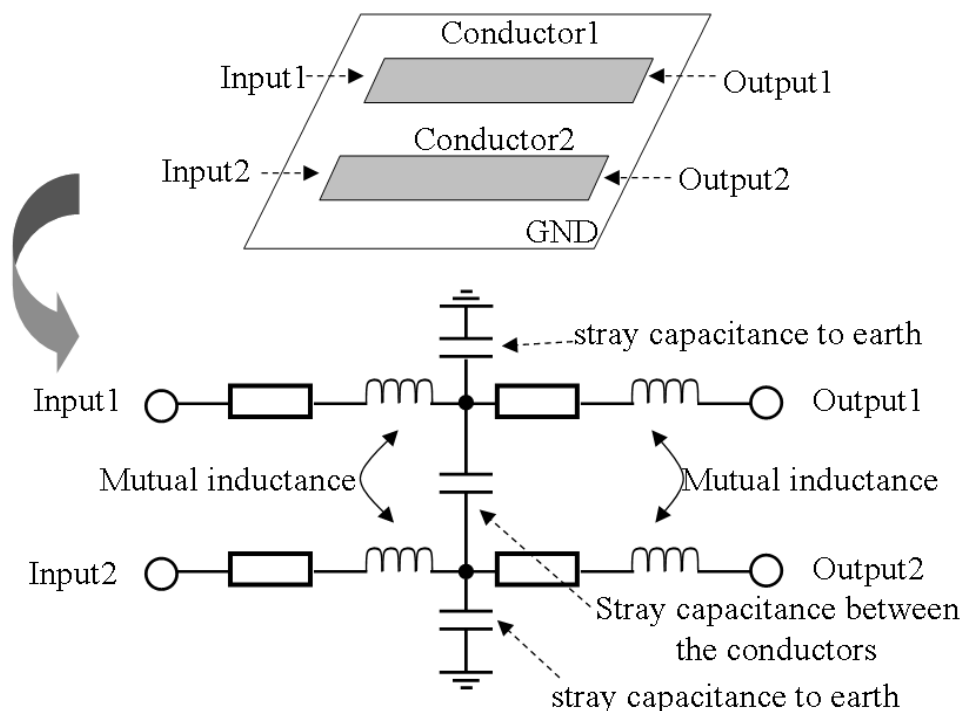


図 6.7 寄生成分の等価回路

Fig. 6.7. Equivalent circuit of the parasitic components.

クラス A の規定周波数である 150 kHz ～ 30 MHz において重要であるため，集中定数化により実機に対するモデリングを行った。Fig. 6.8 に，集中定数化した LC フィルタのリアクトル，コンデンサの等価回路および定数を示す。また，Fig. 6.9 にインピーダンスアナライザにて測定した周波数特性および等価回路モデルによるインピーダンス特性を示す。周波数に応じた特性が再現できていることがわかる。リアクトルは高周波側（～30 MHz）で若干乖離が見られるが，本検討では共振周波数付近の特性を優先した。このほか，DC 側のカップリングコン

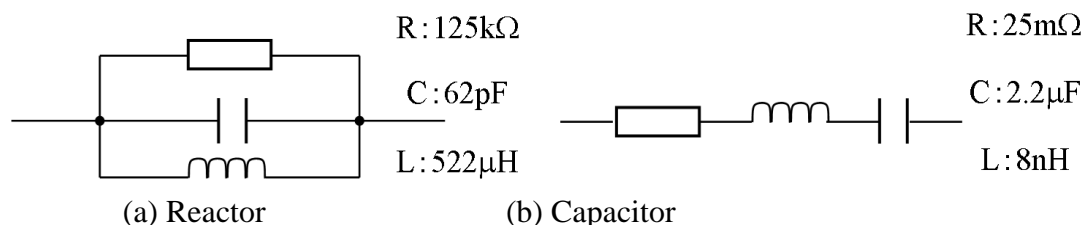
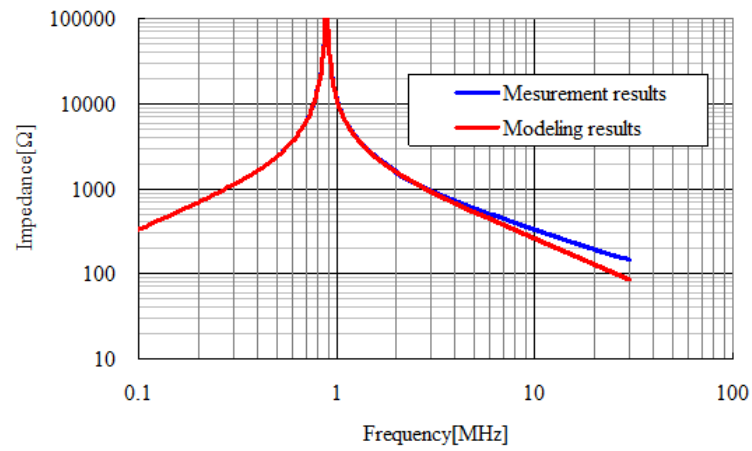
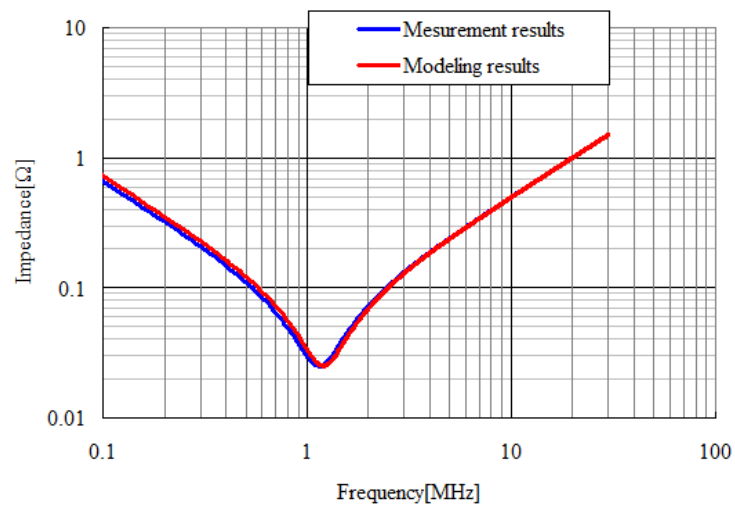


図 6.8 集中定数化による等価回路

Fig. 6.8. Equivalent circuit of the (a) Reactor and (b) Capacitor.



(a) Reactor



(b) Capacitor

図 6.9 周波数特性モデルの実機との比較

Fig. 6.9. Impedance vs frequency plot for the (a) Reactor and (b) Capacitor.

デンサ(Y コン)や直流リンク電圧の平滑コンデンサも同様の手法でモデリングした。

また、Fig. 6.1 で示した負荷用抵抗器は 30 MHz 以下では抵抗特性が支配的であるため抵抗モデルのみで表現している。

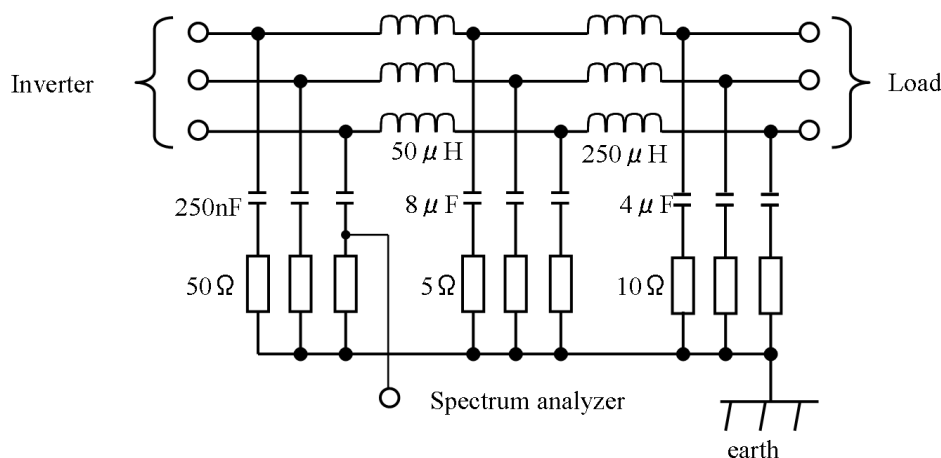


図 6.10 LISN の等価回路

Fig.6.10. Equivalent circuit of the LISN.

6.2.3.3. LISN のモデリング

雑音端子電圧を測定する LISN については、メーカーから等価回路モデルが提供されているため、これを利用する。本評価システムにおける LISN の等価回路および定数は Fig. 6.10 に示す通りである。図中の 50Ω 抵抗の端子間電圧が雑音端子電圧と規定されている。

また、コモンモードを表現するためのアースのモデルは、回路上で同電位のグラウンドとして表現している。アースへの接続部は、Fig. 6.4 で示すように LISN、直流部のカップリングコンデンサ、パワーモジュールの放熱フィン、そして配線ケーブルの浮遊容量である。

6.2.3.4. パワーデバイスのモデリング

本論文では、高速スイッチング可能な SiC 素子を用いて高 dv/dt で駆動するため、スイッチング特性が重要であり、Fig. 6.11 に示す等価回路モデルで表現している。デバイスは JFET であるが、ゲート閾値電圧を負にした MOSFET モデルにてノーマリーオンの JFET の特性を表現している。ゲート、ドレイン、ソース部に接続されている抵抗、インダクタンスはチップ内の寄生成分である（パワ

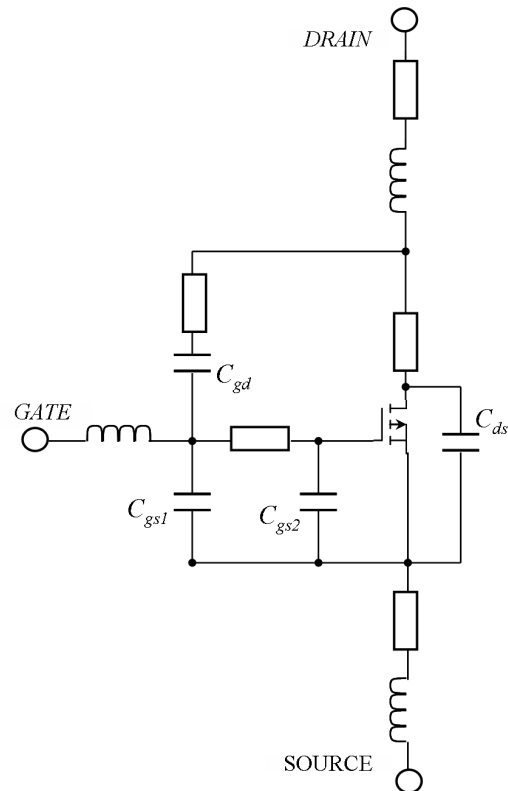


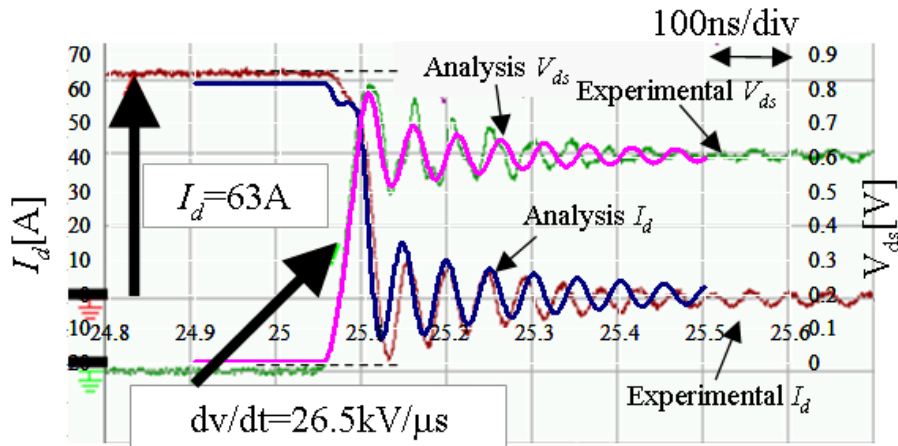
図 6.11 SiC パワーデバイスの等価回路
Fig. 6.11. Equivalent circuit of the SiC power devices.

一モジュール内の寄生成分は〈6.2.3.1〉で表現)。

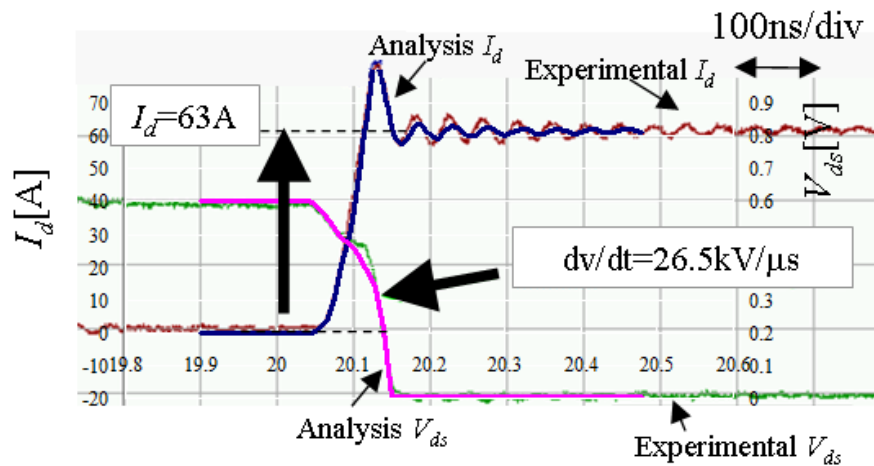
スイッチング特性は、パワーデバイスの静特性として $V_{gs}-I_d$, $V_{ds}-I_d$ をモデリングし、動特性としてゲートソース間容量 C_{gs} , ゲートドレイン間容量 C_{gd} , ドレインソース間容量 C_{ds} の特性をモデリングすることで表現している。また、各容量値は、ゲート信号の立ち上がりと立ち下がりに応じて切り替えることで ON と OFF 時の V_{ds} 形状を精度良く再現している。各容量値は実測のスイッチング波形にフィッティングするよう設定した^{(70) (71)}。

静・動特性とともに重要なダイオードの逆回復特性は、ANSYS 社 Simplorer のデバイスレベルダイオード動特性モデルを用いて表現しており、過渡的なリカバリ電流の特性を再現している⁽⁷²⁾。

Fig.6.12 は、スイッチングの静・動特性と逆回復特性を反映させた SiC 素子のス



(a) Turn off



(b) Turn on

図 6.12 スイッチング特性の再現精度

Fig. 6.12. Reproducibility of the switching characteristics at the (a) Turn off and (b) Turn on states.

イ
ツ
チ
ン
グ
波
形
の
実
機
と
の
比
較
で
あ
る。
実
機

比較は Fig. 6.13 で示すダブルパルス試験回路で行った。また、比較するシミュレーション回路には、試験回路の配線インダクタンス、負荷リアクトルの浮遊容量の実測値を入力し、SiC は Fig. 6.3 で示したモジュールを用いた。

静特性と動特性の再現により V_{ds} の dv/dt が再現されていることがわかる。また、ダブルパルス試験では、ロウサイド素子が 1 度目のオン後オフすると、負荷電流はハイサイド素子の寄生ダイオードを通して還流する。そして 2 度目のオンの際に上側素子のリカバリ特性によって急激なドレイン電流が流れる。このた

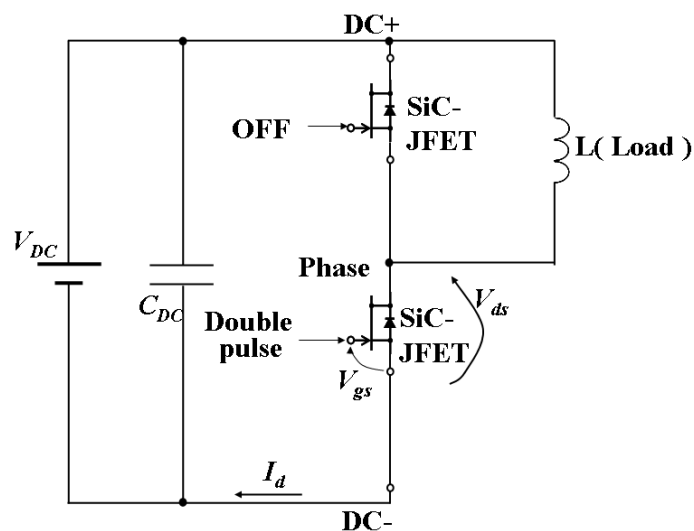


図 6.13 ダブルパルス試験回路の構成

Fig. 6.13. Configuration of the double-pulse test circuit.

めターンオン時のドレイン電流波形および V_{ds} 波形はリカバリ特性の影響が大きい、再現できていることがわかる。

なお、Fig. 6.14 は、Fig. 6.15 で示すスイッチング特性・逆回復特性を考慮していないシンプルデバイスモデルを用いた場合のターンオフ波形である。シンプル

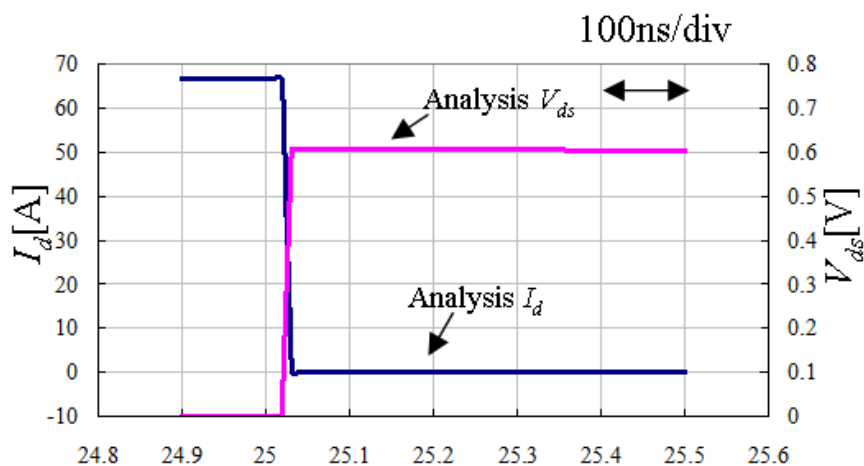


図 6.14 シンプルデバイスモデルの特性(OFF)

Fig. 6.14. Characteristics of a simply device model (OFF).

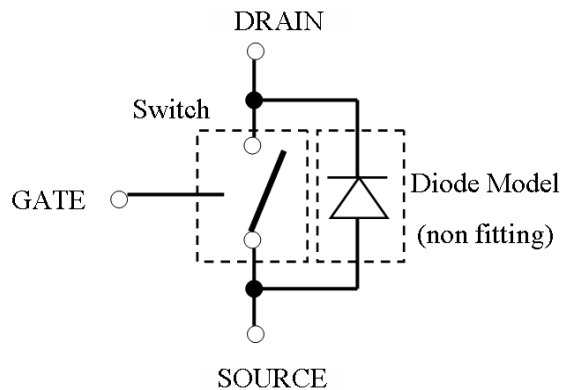


図 6.15 比較に用いたシンプルデバイスモデル
Fig. 6.15 Schematic of a simply device model .

デバイスモデルは，スイッチとダイオードモデルの並列構成であるため，パワーデバイスの容量特性が再現されておらず，実機よりも急峻に立ち上がり V_{ds} の dv/dt が再現できていないことがわかる。

6.2.4. シミュレーション結果

6.2.4.1. 雑音端子電圧の再現精度

電磁界解析で抽出した各部寄生成分の等価回路モデル，リアクトル・コンデンサの集中定数モデル，パワーデバイスモデルを回路シミュレータに組み込み，雑音端子電圧を解析した。全ての構成要素を忠実に再現した場合の雑音端子電圧のシミュレーション結果を Fig. 6.16 に示す。解析結果と実験結果を比較すると，解析結果は周波数毎のピークボトム値の差が大きく，実験結果は振れが少ない。これは，実験値を得たスペクトルアナライザの周波数解析設定と解析結果の周波数解析結果の周波数帯域幅等の違い等によって起こっていると考えられるため⁽⁶³⁾，解析結果のピーク値に対して実験結果を比較するものとする。一般にノイズ設計においては，ノイズの各周波数のピーク値が一定の規格値以下であれば問題ないため，解析結果として重要なのは各周波数のノイズピーク値であるからである。

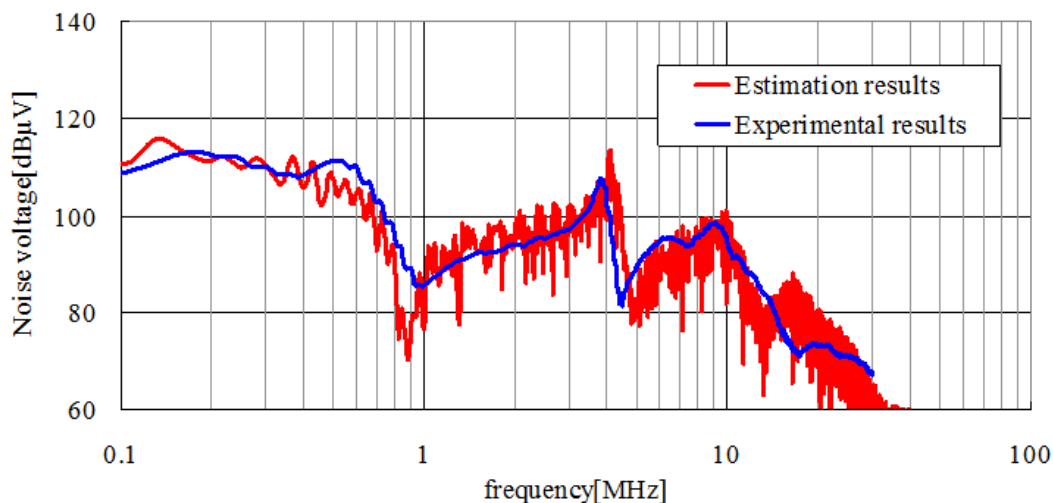


図 6.16 雑音端子電圧のシミュレーション結果

Fig. 6.16. Simulation results of the noise voltage.

Fig. 6.16 で示す解析値のピークは、CISPR11 クラス A で規定される周波数 150 kHz ~ 30MHz までの広範囲に渡って実機に対し $\pm 10\text{dB}$ 程度の誤差で再現できていることが確認できる。さらに周波数 15MHz 付近の一部を除けば $\pm 5\text{dB}$ 以下と高い精度で雑音端子電圧を推定できている。

6.2.4.2. パワーデバイスの再現度の影響

評価システムに用いているパワーデバイスは SiC 素子であり、急峻な dv/dt でスイッチングを行う。Fig. 6.17 は、パワーデバイスモデルを Fig. 6.15 で示したシンプルデバイスモデルとした場合と前節で述べたデバイスの静特性・動特性と逆回復特性を反映させた高精度モデルとした場合による雑音端子電圧の再現度を比較している。両者は周波数 5 MHz 近辺から違いが明確になっている。この原因は、シンプルデバイスモデルを用いた場合、容量成分が無くスイッチングが早いため、各相のスイッチング時の dv/dt の周波数成分が高くなるためと考えられる。一方、デバイスの静特性・動特性と逆回復特性を考慮したモデルでは、実機に対し 30 MHz までの領域でよく一致している。また本検討ではデバイス特

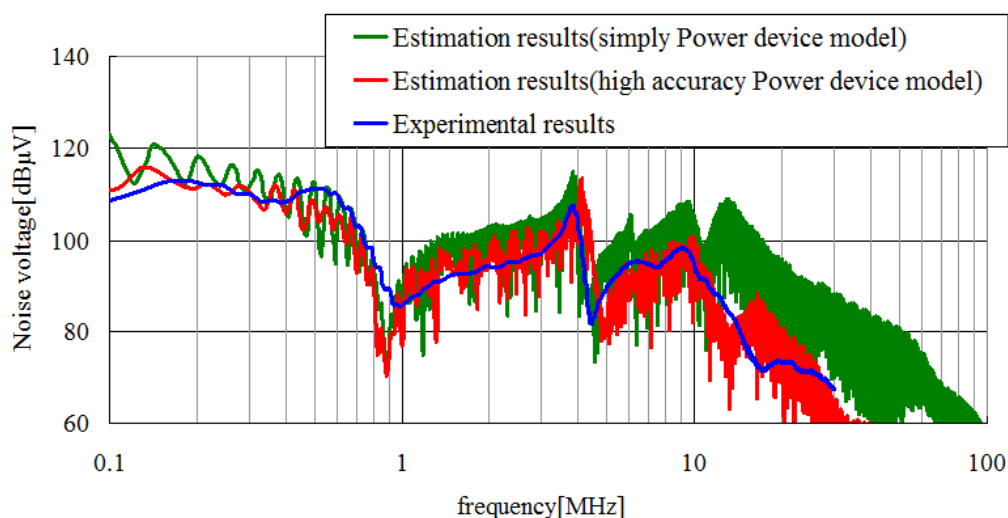


図 6.17 パワーデバイスのモデリングによる比較

Fig. 6.17. Noise voltage versus frequency for the power device models.

性のうち、雑音端子電圧精度への影響が大きいのはデバイスの動特性であった。この理由は、シミュレーションで用いたシンプルデバイスモデルはスイッチとダイオードの並列構成でモデリングしているため低い精度であるが逆回復特性は表現されている。一方、シンプルデバイスモデルに用いているスイッチは、動特性である各部容量特性が全くないため、ノイズ源となるスイッチング電圧の高調波成分が大きくなる。これらの理由により Fig. 6.17 において 5 MHz 以上の高い周波数領域で明確な違いとして表れている部分はスイッチングの動特性のモデリング影響が大きいと考えられる。

6.2.5. 本章のまとめ

インバータのスイッチングにより発生する雑音端子電圧の解析において検討し、回路各部の構造要因で決まる寄生成分、受動素子の周波数特性、パワーデバイスの電気的特性等、全ての要素で詳細なモデリングを行った場合、CISPR11 クラス A で規定される周波数 150 kHz ～ 30 MHz までの全周波数領域において実機に対する誤差 ± 10 dB で雑音端子電圧の再現が可能であることを示した。

さらに、雑音端子電圧の再現度に対するパワーデバイスの再現度について検討した。スイッチング電圧の高調波成分の雑音端子電圧への影響が大きいため、高精度な解析結果を得るためにはデバイスの各特性，中でも動特性である容量特性に関わるモデリングを厳密に行う必要がある。

本検討では、インバータ各部の要素モデルの再現方法について述べ、パワーデバイスのモデリングの再現精度と雑音端子電圧の解析精度の関係を検証した。

このように、高精度な雑音端子電圧の解析を行うことで、設計段階で効果的な EMI フィルタが設計でき、EMI フィルタの小型化を図ることができる。

第7章 結論

永久磁石同期モータのドライブシステムにおいて、システムを構成する“電流検出器”，“位置センサ”，“PMSM”，“EMI フィルタ”の観点から小型化を実現する技術について検討した。

その結果，以下の成果を得られることができ，本論文にまとめた。

(1) モータの3相電流を検出する電流検出器について単一のセンサで3相電流を再現する電流再現技術について，電流検出率と騒音の抑制を図ることで，1電流センサ方式の適用を可能とし，小型化を図る。

(2) 永久磁石の磁極位置を検出する位置センサを代用できるセンサレス技術についてモータ構造に寄らず幅広い適用が可能な技術を開発し，位置センサを省略化することで小型化を図る。

(3) システムに駆動される永久磁石同期モータの高効率化を図り，システムとしての小型化を図る。

(4) EMIを抑制するフィルタの小型化設計のために，高精度なEMI解析技術を構築する。

それぞれ個別に検討した技術を組み合わせることで，ドライブシステムとしての小型化が図れると考えられるが，ドライブシステムの用途毎に組み合わせを考慮する必要がある。

3章で検討した直流部電流センサのみで電流を検出する方式は，キャリア周波数の騒音は発生してしまうため，キャリア周波数を可聴域以上に設定するシステムに対して有効である。例えば5章で検討した集中巻可変磁力メモリモータは，洗濯機用のモータを対象に研究しているが，洗濯機では騒音抑制のためキャリア周波数を15~20kHz程度に設定することが多い。つまりこのような用途のドライブシステムに2章で検討した内容を組み合わせることで，騒音の抑制と

小型化という 2 つの目的に対して有効に作用すると考えられる。一方、4 章で検討した磁極位置センサレス方式は、可聴域の高周波電流を流す必要があるため、騒音が重視される前述のような用途と組み合わせることが困難である。また、車載用途である HEV の主機モータや電動パワーステアリング用モータ等は、高い信頼性が求められる、逆転駆動や磁極位置の喪失による脱調現象等が全くないことが求められるためセンサレス技術の適用が困難である。6 章で検討した EMI 解析技術は、EMI フィルタ設計のための解析技術であるためあらゆる用途のドライブシステムへ適用することで効果的な EMI フィルタ設計が行えると考えているが、特に高速スイッチングする SiC デバイスを用いた場合を想定している。このため、今後のドライブシステムへの SiC デバイスの展開に伴い、より効果的な解析およびフィルタ設計が行えると考えられる。

本論文は、ドライブシステムを構成する個々の技術的成果を体系的に論じており、7 章から構成されている。第 1 章は序論、第 2 章は、対称である永久磁石同期モータドライブシステムの概要と構成、第 3 章は電流検出器の小型化、第 4 章は位置センサの省略化、第 5 章はモータの小型化、そして第 6 章は EMI フィルタの小型化について述べた。第 7 章は結論である。

第 1 章では、本研究の背景・概要を論じ、ドライブシステムの小型化に対する技術的な課題および研究の目的を述べた。

第 2 章では、永久磁石同期モータドライブシステムの構成と、各構成要素の主要な機能について述べた。ドライブシステムの電源構成としては様々な形態が考えられるが、本研究では直流入力ドライブシステムを対象とした。インバータは一般的な 2 レベルインバータに限定し、モータの磁極位置を検出し、電流を制御する電流制御構成を持つ制御構成とした。

第3章では、永久磁石同期モータの3相電流検出方式について論じた。まず、モータの3相電流検出のための各方式について述べ、その中で小型化に有効な直流部に設けた単一の電流センサで3相電流を再現する方式（1シャント方式）について検討した。

そして、従来問題であったモータ電流歪みの原因が電流検出のために行うPWM発生基準位置の変更によるものであることを理論的に説明し、以下の(1)～(3)の特徴を持つ電流検出方式を提案した。

(1) 1相は三角波比較，1相は上昇鋸波比較，1相は下降鋸波比較によるPWM生成

(2) 電流検出タイミングを固定化

(3) 検出する電流相も固定化

そして、提案手法および従来のPWM生成法がモータの3相電流再現率と騒音の増加にどのように影響を与えるかを定量的に論じ、提案手法を用いることで、次の効果が得られることを実験で検証した。

(1) 電気角 n 次周波数成分の電流歪みを完全に抑制できる。

(2) 零電圧ベクトルによる補正(提案法2)を行うことで、キャリア周波数成分の高調波を大幅に低減できる。

(3) 零変調率～高変調率（2相が同じパルス幅の場合を含む）まで電流検出率を100%にできる。

以上から、提案する対称キャリアPWM法は、従来問題であった電流の検出用PWMに起因する電気角周波数の電流歪み・騒音を完全に抑制しながら3相電流の電流検出率を向上できるため、騒音を重視するモータドライブ用途にも適用可能である。そして、用途に関わらず直流部のみの単一の電流センサで電流を検出する構成を採用することで、ドライブシステムの小型化に寄与できると考えられる。

第4章では、永久磁石同期モータの磁極位置検出方式について論じた。まず、永久磁石同期モータの制御において必須となる磁極位置センサの概要について論じ、磁極位置センサの代用としてのセンサレス駆動技術の方式とその適用範囲についてメリット・デメリットを明確にした。特にゼロ速・低速のセンサレス運転に適用できる、永久磁石同期モータの回転子の突極性を利用した方式には、低トルクリプル要求等から設計された低い突極比のモータ、さらには突極性が無い SPMSM に対しては検出の SN 比が低下するため、従来の手法を適用することが難しいことを示した。

この課題に対し、以下の手法を提案した。

- ①突極性に応じて発生する $\sin 2\Delta\theta$ 成分 Err_{xy} を常時交流化することにより磁極位置推定の SN 比が悪い状況でも位置推定可能とする。
- ②正の d 軸電流による磁気飽和で SPMSM の突極比を調整し、①の条件を満たす。

これらの提案手法を適用した結果、突極性が 1.03 である SPMSM において、従来困難であったゼロ速度を含む低速運転において定格負荷領域まで最大推定誤差 $\pm 15[\text{deg}]$ 程度で駆動できることを実験にて示した。これらの結果により、多種多様なモータに対してもセンサレス運転が可能となることから、磁極位置センサを廃し、ドライブシステムを小型化できると考えられる。

第5章では、ドライブシステムに駆動される永久磁石同期モータについて論じた。永久磁石同期モータのサイズは、一般に出力により決定されるが、高いモータ効率を持つモータは冷却性能と合わせ、小型化が可能である。このため、本章では、従来の永久磁石同期モータよりも高効率を実現できる可変磁力メモリモータについて論じた。

可変磁力メモリモータとして、従来の分布巻構成ではなく、集中巻の分数ス

ロット構成を適用することで効果的な磁化を図り，磁化電流の低減ができる手法を提案し，分数スロットを用いた場合の可変磁石に対する磁化特性や磁化の手法について磁界解析と実験結果を合わせ明らかにした。

集中巻分数スロットの **VMFM** の磁化方法について検討し，以下の結論を得た。

(1) 4 極 3 スロットの分数スロット構成とすることで増磁においてより高い磁束密度まで可変磁石を磁化できる。

(2) 半分の磁石を 1 度目に磁化し，残り半分を 2 度目に磁化する。これらを“磁化角度”で制御することにより，有効に外部磁界を作用させることができ，磁化電流を低減することができる。

(3) 電流制御と電圧制御を組み合わせ，高速な磁化電流制御ができ，これにより磁化の最大化が実現される。

提案手法により，効果的な磁力可変を行い，従来の **PMSM** と比べ高速域の運転において 5～10% 効率が改善することを実験で検証した。また，同出力のモータを設計する場合，高効率である分，より小型のモータとして実現可能である。

第 6 章では，永久磁石モータドライブシステムに必須となる **EMI** フィルタについて論じた。**EMI** フィルタの目的は，ドライブシステムのスイッチング回路が行う高速なスイッチングによって発生する高周波のノイズがシステム外部へ流出することを防止することである。**EMI** フィルタのドライブシステムの体積に対する割合は大きく，効果的な **EMI** 設計が望まれるが，従来の **EMI** 設計はケースバイケース，試作後に試行錯誤的に行われることが多かった。これに対し，本研究では，効果的な **EMI** 設計を行うために，ドライブシステムで発生する **EMI** を高精度に推定する技術について論じた。

ドライブ回路を構成するインバータ回路各部の構造要因で決まる寄生成分，受動素子の周波数特性，パワーデバイスの電気的特性等，全ての要素で詳細なモデリングを行った場合，**CISPR11** クラス A で規定される周波数 150 kHz ～ 30

MHz までの全周波数領域において実機に対する誤差 ± 10 dB で EMI の再現が可能であることを示した。

さらに、EMI の再現度に対するパワーデバイスの再現度について検討し、高精度な解析結果を得るためにはデバイスの各特性、中でも動特性である容量特性に関わるモデリングを厳密に行う必要があることを明らかにした。

このように、高精度な EMI を行うことで、設計段階で効果的な EMI フィルタが設計でき、EMI フィルタの小型化を図ることができると考えられる

第 7 章は、各章で述べた研究内容及び成果について総括し、今後の検討項目について論じた。

以上が本研究の内容であり、ドライブシステムを構成する各々の要素について小型化を実現できる技術について検討した。今後は、これらを組み合わせた場合の効果について検証していく。

参考文献

- (1) 餅川宏：「3 相 PWM 電圧発生回路」，日本国特許第 3447366 号 (1994)
 - (2) F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, P. Thøgersen: “Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters a review and a novel solution”, IEEE.Trans on Industry Applications, , Vol.33, No.5, pp.1241-1253 (1996)
 - (3) W. Lee, T. Lee, D.Hyun:“Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters”, IEEE. Trans on Industrial electronics, Vol.48, No.3, pp.491-505 (2001)
 - (4) H. Kim, T. M. Jahns :“Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors”, IEEE. Trans on Industry Applications, Vol.42, No.6, pp.1539-1547 (2006)
 - (5) T. Fukumoto, Y. Watanabe, H. Hamane, Y. Hayashi: “A Method for Calculating AC Currents from Sampled DC Current Data in a Three-phase PWM Inverter”, T. IEE Japan, Vol.127-D, No.2, pp.181-188 (2007) (in Japanese)
- 福本哲哉・渡邊幸恵・濱根洋人・林洋一：「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流電流演算の一手法」，電気学会論文誌 D，127 巻，2 号，pp.181-188 頁数 (2007)
- (6) Y. Arakawa, S. Aoyagi, K. Nagata, Y. Arao: “A New PWM Pulse Modufication

Procedure of DC bus current detection for Noise Adaptation”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.1-34, pp.299-304 (2009) (in Japanese)

荒川陽一郎・青柳滋久・永田浩一郎・荒尾祐介：「直流母線電流検出における PWM パルス修正法の環境ノイズ適応性向上の提案」，平成 21 年電気学会産業応用部門大会論文集，No.1-34, pp.299-304 (2009)

(7) S. Aoyagi, Y. Iwaji, K. Tobari, K. Sakamoto: “A New PWM Modifying Technique for Reconstructing Three-phase Currents from DC Bus Current”, T. IEE Japan, Vol.130-D, No.4, pp.401-406 (2010) (in Japanese)

青柳滋久・岩路善尚・戸張和明・坂本潔：「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」，電気学会論文誌 D，130 巻，4 号，pp.401-406 (2010)

(8) J. F. Moynihan, S. Bolongnani, R. C. Kavanagh, M. Egan, J. Murphy :“Single Sensor Current Control of AC Servodrives Using Digital Signal Processors”, Power Electronics and Applications, Fifth European Conference on, Vol.4, pp.415-421 (1993)

(9) H. Tan, S. L. Ho :“A novel single current sensor technique suitable for BLDCM drives”, Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, Vol.1, pp.133-138 (1999)

(1 0)C. Zhang, F. Lin :“A single current sensor control technique for induction

motors”, Power System Technology, Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on, Vol.4, pp.2290-2293 (2002)

(1 1)H. Matsushiro, K. Matsui, M. Kawaji, M. Ogawa: “Sinusoidal Waveform Drive of PM Motor by Inverter Bus Current Sampling”, Annual Conference of IEEJ, Vol.126-D, No.4, p.201 (2002) (in Japanese)

松城英夫・松井敬三・河地光夫・小川正則：「インバータ母線電流センシングによる PM モータの正弦波駆動」，平成 14 年電気学会全国大会論文集，No.4-126, p.201 (2002)

(1 2)Y. Kawabata, T. Endo, Y. Takakura: “Study of Control for Position Sensorless and Motor Current Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.171, (2002) (in Japanese)

川端幸雄・遠藤常博・高倉雄八：「位置センサレスモータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」，平成 14 年電気学会産業応用部門大会論文集，No.171, pp.665-668 (2002)

(1 3)C. Zhang, F. Lin :“Carrier-Based Signal Injection Method for Harmonic Suppression in PWM Inverter Using Single DC-link Current Sensor”, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on,, pp.2700-2705 (2006)

(1 4)C. Zhang, F. Lin :“Integration of the Measurement Vector Insertion Method

(MVIM) with Discontinuous PWM for Enhanced Single Current Sensor Operation”, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, Vol.5, pp.2459-2465 (2006)

(1 5)Y. Tomigashi, H. Hida, K. Ueyama: “Study of Control for Position Sensorless and Motor Current Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.1-29, pp.271-274(2007) (in Japanese)

富樫仁夫・比田一・上山健司：「シングルシャントによるモータ電流検出のための電圧ベクトル補正に適した座標変換」，平成 19 年電気学会産業応用部門大会論文集，No.1-29, pp.271-274 (2007)

(1 6)J. Ha :“Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.57, No.2, pp.716-726 (2010)

(1 7)K. Matsuura, K. Abe, I. Ando, K. Ohishi: “Reconstruction of Three Phase AC Current Using DC Current Detection without Prior Information of Switching”, Annual Conference of IEEJ, No.4-40, pp.69-70 (2013) (in Japanese)

松浦慶・阿部晃大・安東至・大石潔：「スイッチングの事前情報を必要としない直流電流検出による三相交流電流の復元」，平成 25 年電気学会全国大会論文集，No.4-40, pp.69-70 (2013)

(18) 電気学会, 半導体電力変換方式調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」,
pp.117-124 (1987)

(19) T. Yokoyama, H. Kubota: “Pole Position Estimation at Low Speed for
High-Speed and Low Saliency Ratio PMSM Using One Third Carrier Frequency
Component”, T. IEE Japan, Industry Applications(12-01) , SPC11-177 (2011) (in
Japanese)

横山達也・久保田寿夫:「1/3 キャリア周波数成分を用いた高速用の低突極比
PMSM の低速時における磁極位置推定」, 産業応用部門 半導体電力変換研究会,
(12-01) , SPC11177 (2011)

(20) M. Takiguchi, T. Ono, Y. Yamamoto, T. Koganezawa: “A Position Sensorless
Control of Non-Saliency PMSM for Low Speed Region”, Industrial Application
Conference of IEEEJ, No.1-166, pp.733-734(2011) (in Japanese)

滝口昌司・小野夢樹・山本康弘・小金澤竹久:「非突極 PMSM の低速における位
置センサレス制御」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会論文集, No.1-166,
pp.733-734 (2011)

(21) S. Maekawa, K. Nagai, Y. Hasegawa: “Positional detection method of low
salient ratio IPMSM”, Annual Conference of IEE Japan, Vol. 4, No. 98, p. 165 (2009)
(in Japanese)

前川佐理・永井一信・長谷川幸久：「低突極比 IPMSM の磁極位置検出方法」，平成 21 年電気学会全国大会論文集, Vol. 4, No. 98 , p. 165 (2009)

(2 2) Y. Nakazawa: “A Position Sensorless Control for Permanent Magnet Reluctance Motor”, The Papers of Technical Meeting IEE Japan, Vol. VT-02, No.1-13, pp.67-72(2002)

中沢洋介：「永久磁石リラクタンスモータの回転センサレス制御」，電気学会自動車研究会資料, Vol. VT02, No.1-13, pp.67-72(2002)

(2 3) M. Schroedl: “Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the “INFORM” Method”, 1996 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.270-277(1996)

(2 4) S. Ostlund, M. Brokemper: “Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp.1158-1165(1996)

(2 5) T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, K. Endo: “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp.202-208(1999)

(2 6) N. Bianchi, S. Bolongnani, J. Ji-Hoon, S. Seung-Ki: “Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position

Detection”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp.2466-2475(2007)

(2 7) W. Chuanyang, X. Longya: “A novel approach for sensorless control of PM machines down to zero speed without signal injection or special PWM technique”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 19, No. 6, pp.1601-1607(2004)

(2 8) S. Ogasawara, T. Matsuzawa, H. Akagi: “A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Position Estimation Based on Magnetic Saliency”, T. IEE Japan, Vol.118-D, No.5, pp.652-660 (1998) (in Japanese)

小笠原悟司・松澤隆・赤木泰文：「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」，電気学会論文誌 D，118 巻，5 号，pp. 652-660 (1998)

(2 9) D. Kaneko, Y. Iwaji, K. Sakamoto, T. Endo: “Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, T. IEE Japan, Vol.123-D, No.2, pp.140-148 (2003) (in Japanese)

金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博：「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」，電気学会論文誌 D，123 巻，2 号，pp. 140-148 (2003)

(3 0) E. Armando, P. Guglielmi: “Accurate Modeling and Performance Analysis of IPM-PMASR Motors”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 45, No. 1, pp.123-130(2009)

(3 1) B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar: “Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 39, No. 5, pp.1264-1271(2003)

(3 2) G. Armandoz, J. Poza, M. Rodriguez: “Modeling of Cross-Magnetization Effect in Interior Permanent Magnet Machines”, Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on, pp.1-6(2008)

(3 3) Y. Kano, T. Kosaka, N. Matsui, T. Nakanishi: “Sensorless-Oriented Design of Concentrated-Winding IPM Motor for General Industrial Applications”, T. IEE Japan, Vol.130-D, No.2, pp.119-128 (2010) (in Japanese)

加納善明・小坂卓・松井信行・中西俊人：「産業用集中巻埋込磁石同期モータの位置センサレス指向設計」，電気学会論文誌 D，130 巻，2 号，pp.119-128 (2010)

(3 4) T. Jahns, “Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive,” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 23, no. 4, pp. 681–689, 1987.

(3 5) M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, and D. Casadei, “A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 307–320, 2012.

(3 6) Y. Liu, J. Zhao, and R. Wang, “Performance improvement of induction motor

current controllers in field-weakening area for electric vehicles,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 28, no. 5, pp. 2468–2482, 2013.

(3 7) K. Sakai, T. Takahashi, E. Shimomura, M. Arata, Y. Nakazawa, and T. Tajima, “Development of permanent magnet reluctance motor suitable for variable-speed drive for electric vehicle,” T. IEE Japan, vol. 123-D, no. 6, pp. 681–688, June 2003.

(3 8) V. Ostovic, “Memory motors,” IEEE Industry Applications Magazine, pp. 52–61, January/February 2003.

(3 9) D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Permanent magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers,” Proc. of IEEE/IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1055–1061, 2004.

(4 0) P. Salminen, N. Niemela, J. Pyrhonen, and J. Mantere, “Performance analysis of fractional slot wound PM-motors for low speed applications,” Proc. of the 39th IEEE/IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1032–1037, 2004.

(4 1) A. M. E. L.-Refaie, T. M. Jahns, P. J. McCleer, and J. W. McKeever, “Experimental verification of optimal flux weakening in surface PM machines using concentrated windings,” IEEE Trans. Industry Applications., vol. 42, no. 2, pp. 443–453, Mar. 2006.

(4 2) P. Salminen, N. Niemela, J. Pyrhonen, and J. Mantere, “High-torque

low-torque-ripple fractional-slot PM-motors,” in IEMDC, pp. 144–148, 2005.

(4 3) J. Cros and P. Viarouge, “Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings,” in IMEDC, pp. 725–727, 1999.

(4 4) H. Jussila, P. Salminen, N. Niemela, and J. Pyrhonen, “Guidelines for designing concentrated winding fractional slot permanent magnet machines,” in POWERENG, pp. 191–194, 2007.

(4 5) N. A. Patil and J. S. Lawler, “Experimental verification of conventional phase advancement method for surface permanent magnet motor with fractional-slot concentrated windings,” in SECON, pp. 474–479, 2008.

(4 6) V. Ostovic, “Pole changing permanent magnet machines,” IEEE Trans. Industry Applications, vol. 38, no. 6, pp. 1493–1499, Dec. 2002.

(4 7) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, and K. Yasui, “Principle of the variable-magnetic-force memory motor,” in ICEMS 2009, paper no. LS6A-1.

(4 8) K. Sakai, H. Hashimoto, and S. Kuramochi, “Principle and basic characteristics of hybrid variable-magnetic-force motors,” in Proc. 2011 14th European Conf. on Power Electronics and Applications, pp. 1–10.

(4 9) J. H. Lee and J. P. Hong. “Permanent magnet decreasing magnetization characteristics analysis of a variable flux memory motor using coupled Preisach

modeling and FEM,” IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 6, pp. 1550–1553, Jun. 2008.

(5 0) H. C. Liu, H. Y. Lin, S. H. Fang, and Z. Q. Zhu, “Permanent magnet decreasing magnetization physics of a variable flux memory motor,” IEEE Trans. Magn, vol. 45, no. 10, pp. 4736–4739, Oct. 2009.

(5 1) I. Nitta, S. Maekawa, and T. Shiga, “Serial type variable-magnetic-force motor,” in Annual Conference of IEEJ 2010, no. 5–13, pp. 20 and 21.

(5 2) S. Maekawa, K. Nagai, I. Nitta, and T. Hosoi, “Control method of variable magnetic force motor,” in Annual Conference of IEEJ 2010, no.5–11, pp. 17 and 18.

(5 3) R. Kraus, P. Törkes, J. Sigg : “Physics-based models of power semiconductor devices for the circuit simulator SPICE”, Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Vol. 2, pp. 1726-1731(1998)

(5 4) Allen R. Hefner, Daniel M. Diebolt : “An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator”, Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 9, No. 5, pp. 532-542 (1994)

(5 5) N. Okada, T. Kikuma, M. Takasaki, K. Kodani, A. Kuzumaki : “Development of Device Model for Inverter Simulation Program”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.1-131, pp. 515-520 (2008) (in Japanese)

岡田有功・菊間俊明・高崎昌洋・小谷和也・葛巻淳彦：「インバータシミュレー

ション用デバイスモデルの開発」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-131, pp. 515-520 (2008)

(5 6) A. Hatanaka, T. Kawashima, A. Mishima : “Analysis technique of EMC for on-board power supply with recovery diode model”, Industrial Application Conference of IEEJ, No. 1-132, pp. 525-528 (2008) (in Japanese)

畑中歩・川島徹也・三島彰 : 「リカバリダイオードモデルを用いたオンボード電源の EMC 解析技術」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-133, pp. 525-528 (2008)

(5 7) Y. Iwata, S. Tominaga, H. Fujita, F. Akagi, T. Horiguchi, S. Kinouchi, T. Oi, H. Urushibata : “Investigation of noise and switching-energy loss by using a precise MOSFET model”, Industrial Application Conference of IEEJ, No. 1-135, pp. 615-618 (2011) (in Japanese)

岩田恭彰・富永真志・藤田英明・赤木泰文・堀口剛司・木ノ内伸一・大井健史・漆畑廣明 : 「高精度 MOSFET モデルを用いた損失・ノイズ評価への基礎的検討」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-135, pp. 615-618 (2011)

(5 8) A. Mishima, T. Kawashima : “Switching analysis methods using Power Device Model and Magnetic Field Coupling System”, Industrial Application Conference of IEEJ, No. 1-S7-5, pp. 95-100 (2003) (in Japanese)

三島彰・川島徹也：「高精度パワー半導体モデルと磁場解析を用いたパワエレ回路の詳細スイッチング解析技術」，平成 15 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-S7-5, pp. 95-100 (2003)

(5 9) Y. Koyama, M. Tanaka, H. Akagi : “Modeling and Analysis for Simulation of Common-Mode Noises Produced by an Inverter-Driven Air Conditioner”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.1-O2-5, pp.175-180 (2009) (in Japanese)

小山義次・田中三博・赤木泰文：「インバータエアコンのコモンモードノイズ・シミュレーションのためのモデリングと解析」，平成 21 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-O2-5, pp. 175-180 (2009)

(6 0) T. Shimizu, G. Kimura, J. Hirose : “High Frequency Leakage Current Caused by the Transistor Module and Its Suppression Technique”, T. IEE Japan, Vol. 116-D, No. 7, pp. 758-766 (1966) (in Japanese)

清水敏久・木村軍司・広瀬順：「トランジスタモジュールの浮遊静電容量に起因する高周波漏洩電流の解析とその抑制法」，電気学会論文誌 D, 116 巻, 7 号, pp. 758-766 (1966)

(6 1) J.-S.Lai, X. Huang, E. Pepa, S.Chen, and T.W.Nehl : “Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies”, Proceedings of 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 2, pp. 1 533-1539 (2003)

(6 2) B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, and P. Loizelet : “Fast EMI Prediction method for three phase inverter based on Laplace Transforms”, Proceedings of 34th IEEE Annual Power Specialists Conference, Vol. 3, pp. 1133-1138 (2003)

(6 3) M. Tamate, T. Sasaki, A. Toba : “Quantitative Estimation of Conducted Emission from an Inverter System”, T. IEE Japan, Vol. 128-D, No. 3, pp. 193-200 (2008) (in Japanese)

玉手道雄・佐々木達見子・鳥羽章夫：「インバータにおける雑音端子電圧のシミュレーションによる定量推定法」，電気学会論文誌 D，128 巻，3 号，pp. 193-200 (2008)

(6 4) S. Ogasawara : “Modeling and Simulation of EMI in Power Electronics systems”, Industrial Application Conference of IEEEJ, 1-S11-2, pp.69-74 (2004) (in Japanese)

小笠原悟司：「パワーエレクトロニクスシステムにおける EMI のモデリングとシミュレーション」，平成 16 年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-S11-2, pp. 69-74 (2004)

(6 5) A. Okuno, S. Ogasawara : “Simulation in Power Electronic Systems-Characteristics of General-Purpose Simulators and System Modeling Methods-”, T. IEE Japan, Vol.122-D, No. 9, pp. 893-898 (2002) (in Japanese)

奥野敦・小笠原悟司：「パワーエレクトロニクスシステムのシミュレーション」，
電気学会論文誌 D，122 巻，9 号，pp. 893-898 (2002)

(66) Y. Kondo, M. Izumichi : “VHF conducted emission simulation of power
electronic devices”, Industrial Application Conference of IEEJ, No. 1-40, pp. 205-208
(2012) (in Japanese)

近藤陽介・泉地正人：「パワーエレクトロニクス機器のVHF帯伝導エミッション
の数値解析」，平成24年電気学会産業応用部門大会論文集, No. 1-40, pp. 205-208
(2012)

(67) T. Koga, K. Shigematsu, S. Hasumura: “A Study of common mode current
reduction in PWM inverter with core modeling and circuit simulation”, Annual
Conference of IEEJ, No. 4-019, p. 33 (2009) (in Japanese)

古賀誉大・重松浩一・蓮村茂：「磁性コアモデルを考慮した回路シミュレーション
によるPWMインバータのコモンモード電流低減の検討」，平成21年電気学
会全国大会論文集，No.4-019，p.33 (2009)

(68) T. Chida, A. Mishima, T. Kamezawa, K. Mou, S. Ibori : “Analysis of conducted
emission in general purpose inverter”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.
1-38, pp. 299-300 (2007) (in Japanese)

千田忠彦・三島彰・亀澤友哉・毛江鳴・井堀敏：「汎用インバータの雑音端子電

圧解析」, 平成 19 年電気学会産業応用部門大会論文集, No.1-38, pp.299-300 (2007)

(6 9) IEC CISPR 11 Edition.5.0: Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement, IEC Standard, May, 2009.

(7 0) T. Sekisue(ANSYS JAPAN): “Parameter for SIMPLORER’s IGBT device model”, ANSYS JAPAN user support documents.(2010) (in Japanese)

関末崇行 (アンシスジャパン) : 「IGBT デバイスモデルパラメタ」, アンシスジャパンユーザサポート資料(2010)

(7 1) J. Aurich, T. Barucki, : “Fast dynamic model family of semiconductor switches”, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC 2001 Record. 32th Annual IEEE, Vol. 1, pp. 67-74 (2001)

(7 2) T. Sekisue(ANSYS JAPAN): “Parameter fitting for SIMPLORER’s device model starting with diode characteristics”, ANSYS JAPAN user support documents. (2009)(in Japanese)

関末崇行 (アンシスジャパン) : 「ダイオードから始めるデバイスモデルのフィッティング 1.電気特性：静特性と動特性」, アンシスジャパンユーザサポート資料(2009)

謝辞

本論文の執筆について、明治大学理工学研究科教授久保田寿夫先生のご指導をいただきました。久保田先生には、博士課程入学前から共同研究等でご指導いただいております。更には大学の公務活動、学会活動等非常にお忙しいしいにもかかわらず、これまでの研究をまとめ上げるためにご指導頂き、誠にありがとうございました。

本論文は、筆者が博士課程入学前から携わっておりました株式会社東芝での研究成果から現在行っている研究開発までの成果をまとめたものであり、久保田先生はもちろん、社内の上長、諸先輩方のご指導、同僚、後輩のご協力、ご支援等がなければ成果をあげることはできませんでした。深く感謝を致します。

電流検出回路の小型化技術、特に1シャント電流検出の開発においては、小湊真一氏、栗津稔氏、鈴木信行氏、李 樹ティン氏と共に開発の仕事に携わりました。PMSM の磁極位置推定・センサレス駆動の開発においては、日向敏文氏、長谷川幸久氏、関原聡一氏、柴野勇介、安井和也氏、谷口峻氏と共に開発の仕事に携わりました。可変磁力メモリモータの開発においては、東洋大学堺先生（元電力・社会システム技術開発センター主査）、結城和明氏、松下真琴氏、新田勇氏、横山光之氏、永井一信氏、田中照也氏、志賀剛氏、細糸強志氏と共に開発の仕事に携わりました。EMI フィルタ技術の開発においては、中沢洋介氏、大部利春氏、餅川宏氏、津田純一氏、葛巻淳彦氏、松本脩平氏と共に開発の仕事に携わりました。

そして、これらの開発の成果として共著論文を執筆することができ、感謝しております。東芝社内および社外を含め、様々な方にご意見、ご指導頂き本当にありがとうございました。

最後に本論文作成および社会人としての博士課程入学にご高配をいただきました株式会社東芝上席常務前川治氏（元電力・社会システム技術開発センター

長)に御礼申し上げます。

業績論文・発表

1. 論文誌査読論文

- [1] 前川佐理・長谷川幸久・鈴木信行・久保田寿夫：「高調波騒音を抑制可能な直流部電流センサを用いた 3 相電流再現法」,電学論 D, Vol.134 No.1 pp.96–105 (2014-1)
- [2] 前川佐理・日向敏文・鈴木信行・久保田寿夫：「インダクタンス楕円形状の制御による SPMSM の低速センサレス制御の検討」 電学論 D, Vol.134 No.1 pp.106–114 (2014-1)
- [3] S.Maekawa, K.Yuki, M.Matsushita, I.Nitta, Y.Hasegawa, T.Shiga, T.Hosoito, K.Nagai, H.Kubota : “Study of the Magnetization Method Suitable for Fractional-Slot Concentrated Winding Variable Magnetomotive Force Memory Motor”, IEEE Trans on Power Electronics (2014).
- [4] 前川佐理・津田純一・葛巻淳彦・松本脩平・餅川宏・久保田寿夫：「高精度パワーデバイスモデルによる SiC インバータの EMI 解析」電学論 D, Vol.134 No.4 (2014-4)

2. Proceedings 論文（国際学会）

- [1] S.Maekawa, T.Hinata, N.Suzuki, H.Kubota” Study of Low Speed Sensorless Drives for SPMSM by Controlling Elliptical Inductance”, Proc. IPEC (2014-5)
- [2] S.Maekawa, J.Tsuda, A.Kuzumaki, S.Matsumoto, H.Mochikawa, H.Kubota” EMI prediction method for SiC inverter by the modeling of structure and the accurate model of power device”, Proc. IPEC (2014-5)

3. 研究報告（発表）

- [1] 前川佐理・長谷川幸久・鈴木信行：「直流電流からのモータ電流検出に適し

た PWM 生成法の考察-電流検出率と騒音の関係-」, 平成 25 年電気学会全国大会
論文集, Vol.4, pp.238-239 (2013)

[2] 前川佐理・長谷川幸久・鈴木信行・久保田寿夫:「対称キャリア PWM を用
いた直流部電流センサによる 3 相電流再現法」, 平成 25 年電気学会モータドラ
イブ/リニアドライブ合同研究会, MD-13-060, LD-13-122

[3] 前川佐理・永井一信・長谷川幸久:「低突極比 IPMSM の磁極位置検出方法」,
平成 21 年電気学会全国大会論文集, Vol. 4, No. 98 , p. 165 (2009)

[4] 金城陽士・前川佐理・長谷川幸久・柴野勇介・久保田寿夫:「パイロット電
圧印加法による IPMSM のセンサレス制御の騒音に関する検討」, 平成 25 年電
気学会モータドライブ/回転機合同研究会, MD-13-038, RM-13-047

[5] 前川佐理・日向敏文・鈴木信行・久保田寿夫:「インダクタンス楕円形状の
制御による SPMSM の低速センサレス制御の検討」, 平成 25 年電気学会モータ
ドライブ/回転機合同研究会, MD-13-040, RM-13-049

[6] 前川佐理・永井一信・新田勇・細糸強至:「可変磁力モータの制御方法」,
平成 22 年電気学会全国大会論文集, No. 5-13 , pp.17-18 (2010)

[7] 新田勇・前川佐理・志賀剛:「直列型可変磁力モータ」,平成 22 年電気学会全
国大会論文集, No. 5-11 , pp.20-21 (2010)

[8] 前川佐理・津田純一・葛巻淳彦・松本脩平・餅川宏・久保田寿夫:「インバ
ータの EMI 解析におけるモデル再現性と解析精度の定量的分析」, 平成 25 年電
気学会産業応用部門大会論文集, Vol. I, pp.191-196 (2013)